

ROK V PAŹDZIERNIK 1950 R. NR 10

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena zł. 3.–

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

MIESIĘCZNIK DLA TECHNIKÓW I AMATORÓW

Rok V · Październik 1950 · Nr 10

Z kraju i zagranicy

Wyniki II Tygodnia Propagandy Radiofonizacji Kraju

W poprzednim numerze naszego pisma pisaliśmy o II Tygodniu Propagandy Radiofonizacji Kraju, który odbył się w dniach 1—7 października. Zadaniem Tygodnia było zmobilizowanie społeczeństwa do szerokiej akcji radiofonizacji szkół, świetlic, spółdzielni produkcyjnych i zorganizowanie ruchu radioamatorskiego zwłaszcza wśród młodzieży.

Plan akcji na wielu odcinkach został wykonany z nadwyżką.

Zradiofonizowanych zostało 1.000 szkół aparatami bateryjnymi produkcji krajowej. Szkołom TPD w Warszawie na ul. Kopernika oddano do użytku najnowocześniejsze radiowęzły. Wiele zakładów pracy, instytucji i organizacji zradiofonizowało w Tygodniu swoje świetlice. Dyrekcje Okręgowe Państwowego Przedsiębiorstwa Radiofonizacji Kraju w Warszawie i Bydgoszczy, z którymi wydatnie współpracowały Koła SKRK zameldowały w okresie Tygodnia o przedterminowym ukończeniu i przekroczeniu planu rocznego w zakresie instalowania głośników.

Na szczególne podkreślenie zasługuje czyn studentów Uniwersytetu, którzy pracując w okresie Tygodnia Propagandy Radiofonizacji Kraju w ramach współdziałania miasta ze wsią w majątkach rolnych powiatu Lembork przeznaczyli uzyskane wynagrodzenie w kwocie 400.000 zł. na zainstalowanie 5 radiowęzłów w majątkach PGR.

Wpłynęła też duża ilość nowych zobowiązań. I tak: podjęte przez 10 województw zobowiązanie zradiofonizowania w roku 1950 wszystkich szkół zelektryfikowanych zostało rozszerzone przez Okręgi SKRK warszawski i lubelski również na wszystkie przedszkola i świetlice. Jeszcze w tym roku zobowiązano się zradiofonizować 4.000 szkół i świetlic niezelektryfikowanych aparatami bateryjnymi. Wiele zakładów pracy zgłosiło zobowiązanie założenia własnym kosztem radia w szkole, lub świetlicy wiejskiej, a Zarząd Główny SKRK podjął zobowiązanie długofalowe, że „Nie będzie w Polsce w roku 1955 ani jednego dziecka, które by nie miało możności korzystania z radia we własnej szkole, przedszkolu lub świetlicy".



Młodzież ZMP radiofonizuje wieś Trzebucza
(Foto WAF).

W czasie trwania Tygodnia Propagandy Radiofonizacji Kraju wszystkie Okręgi SKRK zobowiązały się dla uczczenia Wielkiej Rewolucji Październikowej zradiofonizować pewne ilości szkół, świetlic i spółdzielni produkcyjnych.

Tak więc II Tydzień Propagandy Radiofonizacji Kraju spełnił swoje zadania. Podniósł świadomość najszerszych mas o społecznym znaczeniu radia i zmobilizował społeczeństwo do pomocy w realizacji zamierzeń planu 6-letniego na odcinku radiofonizacji.

W okresie trwania Tygodnia zorganizowano w wielu szkołach, zakładach pracy i świetlicach odczyty i pogadanki, koncerty i wystawy radioamatorskie i radiotechniczne. O wystawie urządzonej w Warszawie piszemy niżej obszerniej.

Wystawa radioamatorska i radiotechniczna

Z okazji Tygodnia Propagandy Radiofonizacji Kraju w dniu 4 października otwarta została w Warszawie wystawa radiofoniczna i radioamatorska, zorganizowana przez Społeczny Komitet Radiofonizacji Kraju.



Aparaty i części w wykonaniu amatorskim.
(Foto Film Polski)

W głównej sali wystawowej zgromadzono eksponaty, wykonane w większości przez radioamatorów. Wśród tych prac znajdowały się mikrofony, głośniki, przyrządy pomiarowe takie, jak woltomierz, amperomierz, mostki oporowe, generatory itp., a także wzmacniacze i odbiorniki. Niezależnie od tego „krótkofalowcy" pokazali swoje osiągnięcia w dziedzinie budowy nadajników, których na wystawie znalazło się kilka o różnej mocy. W tej części sali stale pracowała krótkofalowa stacja nadawczo-odbiorcza, obsługiwana przez członków Ligi Przyjaciół Żołnierza. Odsłonięta i dostępna dla zwiedzających aparatura była jedną z atrakcji wystawy.



Demonstracja pracy generatora wielkiej częstotliwości.
(Foto Film Polski)

Drugą atrakcją było urządzenie do nagrywań na taśmę magnetofonową (magnetofon), mające szerokie zastosowanie nie tylko w Polskim Radio lecz także wszędzie tam, gdzie do niedawna stosowane były jedynie aparatury płytowe. Główną ich wadą jest to, że nie dają one możności kasowania nagrań i ponownego użycia materiału płytowego, podobnie jak to ma miejsce z taśmą magnetofonową, ktora pod tym względem jest znacznie ekonomiczniejsza w eksploatacji od płyt.

Niedostępne dla oczu przeciętnego radiotechnika czy radioamatora zespoły i części, zwłaszcza zaś lampy stosowane w urządzeniach nadawczych wielkiej mocy, które swoimi rozmiarami wielokrotnie przewyższają typy lamp odbiorczych, mogły być oglądane na wystawie w różnych wersjach. Poświęcono im oddzielne stoisko, na którym



Stacja krótkofalowa SP5 przy pracy.
(Foto Film Polski).

znalazły się lampy zdolne do oddania mocy kilku, a nawet kilkunastu kilowatów, chłodzone wodą lub powietrzem.

Przy innym stoisku zwiedzający mieli możność zbadania indywidualnych zdolności odbierania na słuch węższego lub szerszego pasma częstotliwości akustycznych, wytwarzanych przez tongenerator w zakresie od 20 okresów na sekundę do 20 tysięcy okr./s.

Szczególnie interesujące zwłaszcza dla młodych radioamatorów mogły być pokazane od strony konstrukcyjnej różne typy kondensatorów, lamp odbiorczych, wreszcie warsztat radiotechniczny, bogato wyposażony w instrumenty badawczo-pomiarowe oraz narzędzia do wykonywania prac mechanicznych.

Znalazły się tu także wydawnictwa radiotechniczne, komplet schematów różnych typów odbiorników oraz ki-

Walka o Plan 6-letni, o szybki wzrost sił gospodarczych

talogi lampowe, z których można było na miejscu korzystać.

Dużym zainteresowaniem cieszyły się różne typy odbiorników produkcji zarówno krajowej, jak i zagranicznej, między innymi okazale od zewnątrz prezentujący się czterolampowy aparat produkcji węgierskiej, mający wkrótce ukazać się na naszym rynku.

Liczne tablice i plansze, ilustrujące dorobek radiofonii polskiej oraz rozwój jej w planie sześcioletnim dopełniały całości wystawy, dając jednocześnie obraz całokształtu dokonanych wysiłków i zamierzonych prac na drodze do rozwoju tej tak interesującej gałęzi techniki.

Zawody o mistrzostwo w odbiorze i nadawaniu

Osiągnięcie pewnej wprawy w nadawaniu kluczem ręcznym i odbiorze znaków telegraficznych na słuch wymaga długiego szkolenia, cierpliwości i specjalnych zdolności. Z biegiem czasu dochodzi się do tego, że słyszy się poszczególne litery a potem całe słowa. Już przy niezłym obyciu amator jest w stanie prawidłowo odebrać i zapisać 75 znaków na minutę. Osiągnięcie 100 a następnie 150 znaków na minutę, jest oznaką wysokiej klasy radioamatorstwa.

Zawodowi radiotelegrafiści osiągają oczywiście zupełnie zdumiewające rezultaty. Najlepiej świadczą o tym wyniki ostatniego konkursu, jaki odbył się w Moskwie. Dla naszych radioamatorów będzie znamienne, że większość, jeśli prawie nie wszyscy uczestnicy, wywodzili się z kół radioamatorów radzieckich. Poprzez radioamatorstwo odkryli swoje zdolności, swój talent i zdobyli intratny i pożyteczny fach. Ale przejdźmy do konkursu i jego wyników.

Najbardziej zacięta walka rozegrała się w odbiorze na słuch z jednoczesnym zapisywaniem wprost na maszynie. Dwóch znakomitych mistrzów, Roslakow z Kaliningradu i Wieremiej z Moskwy, wydali sobie walkę bez pardonu. Szybkość nadawania doszła stopniowo do 390 znaków na minutę. Przy tej szybkości normalny słuchacz nie rozróżnia już prawie kropek i kresek, nie mówiąc już o poszczególnych ich grupach oznaczających litery i wreszcie wyrazy. Przy tej więc szybkości Wieremiej zrobił 3 błędy i zdobył 89 punktów, podczas gdy Roslakow popełnił 30 błędów i zdobył 65 punktów. Szybkość nadawania została następnie zwiększona do 400 znaków na minutę. Wśród ogólnego napięcia licznie zebranych obserwatorów obydwaj operatorzy przyjęli tę ogromną ilość znaków. Wieremiej zrobił 14 błędów, Roslakow — 15. Zeszłoroczny rekord 390 znaków, został pobity. Po przerwie włączono nadajnik na 410 znaków na minutę. Napięcie wśród obecnych wzrosło do zenitu: nic w tym dziwnego, jest to bowiem cyfra większa od rekordu światowego. W tej zaciętej walce zwycięzcą został Roslakow; zrobił on tylko 3 błędy i zdobył 92 punkty. Wieremiej nie wytrzymał nerwowo i zrobił dużą ilość błędów nie zdobywając żadnego punktu.

Oprócz tych najciekawszych zawodów, konkurs obejmował jeszcze nadawanie kluczem, w którym mistrzem został Tchor (167 znaków na minutę), odbiór na słuch z zapisywaniem ręcznym (zwycięzca: A. Wołkowa — 215 znaków na minutę) oraz odbiór krótkich radiogramów bez zapisywania (Tartakowskij — 540 znaków na minutę).

Opłaty radiofoniczne w nowej walucie

Polskie Radio zawiadamia, że abonament radiofoniczny w nowej walucie wynosi:

za korzystanie z urządzenia lampowego dla świata pracy	7 zł 50 gr
za korzystanie z urządzenia lampowego dla osób prywatnych	22 zł 50 gr
za korzystanie z urządzenia lampowego w lokalach handlowych i użytkowych. .	30 zł
za korzystanie z głośnika radiowęzłowego o mocy ponad 0 5W	15 zł
za korzystanie z detektorów i punktów odbiorczych	2 zł 40 gr
za korzystanie ze słuchawek radiowęzłowych	1 zł 20 gr

Dowód radiofoniczny kosztuje 1 zł 50 gr. Zaległości sprzed 30 X. należy spłacać w stosunku 3 zł za dawne 100 zł a wszelkie opłaty dokonane pomiędzy 29 X. a 5 XI. w dawnej walucie będą przeliczone w relacji 1 : 100 z tym, że brakującą różnicę radioabonenci obowiązani są bezzwłocznie dopłacić.

i obronnych Polski — to walka o Pokój!

Mgr Inż. Tadeusz Bzowski

Telewizja (XVI)

Wskutek wytworzenia się na półprzezroczystej mozaice obrazu potencjałów, odpowiadającego obrazowi optycznemu, strumień elektronów przy zetknięciu się z mozaiką neutralizuje istniejące ładunki. Zależnie od świateł i cieni obrazu, w różnych jego miejscach powstaną różne potencjały i strata elektronów strumienia analizującego nie będzie wszędzie jednakowa. Reszta elektronów strumienia analizującego, pozostała po zneutralizowaniu elementu mozaiki, odbija się od niej i powraca z powrotem, dając początek strumieniowi powrotnemu. Jak widać z powyższego, natężenie jego również będzie różne i można powiedzieć, że strumień pierwotny zostaje modulowany potencjałami mozaiki dając w efekcie zmodulowany strumień powrotny. Prąd rozładowania elementów mozaiki, przepływając przez opór 16 (cz. XV rys. 3), wytwarza na nim napięcia wizji, które są dalej wzmacniane we wzmacniaczach szerokowstęgowych.

Ponieważ prąd powrotny elektronów jest różnicą pomiędzy strumieniem pierwotnym i ilością elektronów pochłoniętych przez mozaikę, więc jest on w fazie przeciwnej do prądu wyładowującego mozaikę. Istnieje więc możliwość otrzymania negatywu i pozytywu obrazu. Przez odpowiednie załączenie oporności obciążenia ortikonu, można otrzymać żądaną fazę obrazu.

Możliwość 100% wykorzystania zjawiska akumulacji (cz. XV), jest osłabiona przez absobcję światła w półprzezroczystej mozaice, tak że praktycznie uzyskuje się czułość tylko kilka razy większą od ikonoskopu (teoretycznie winna być 10 do 20 razy większa).

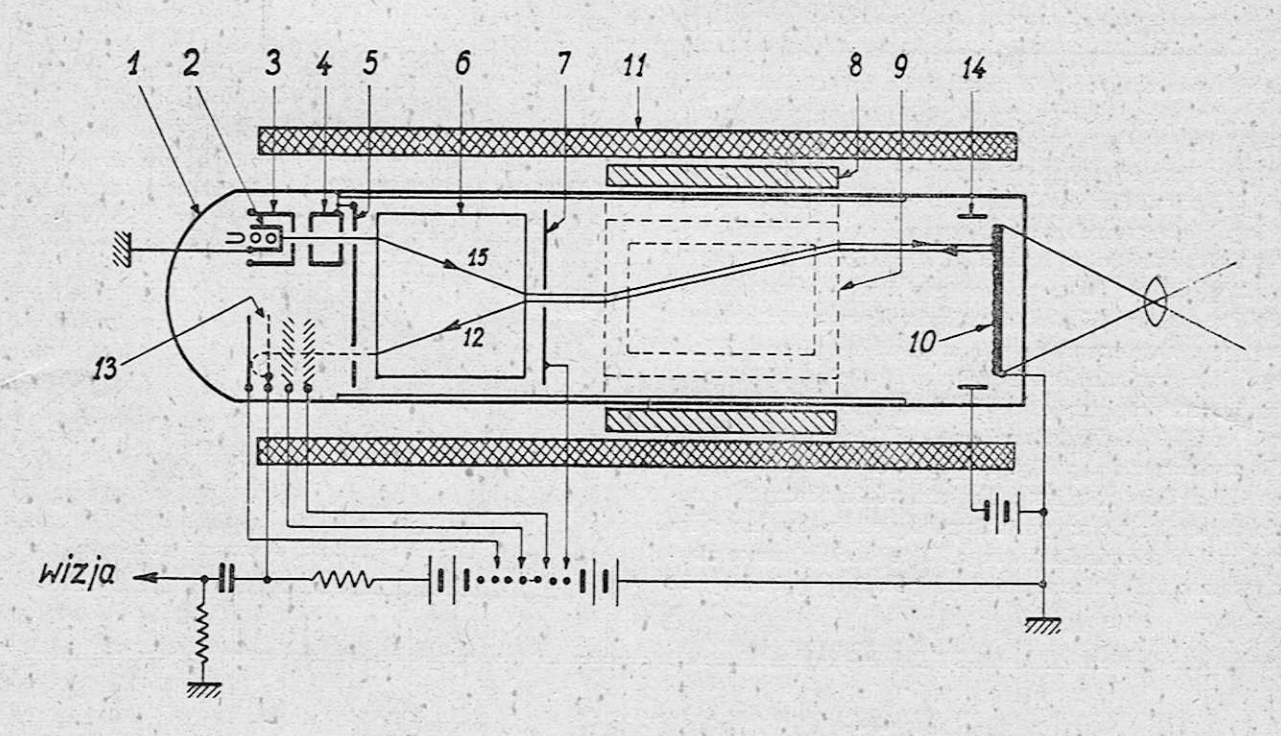
Ortikon pozwala na uzyskanie obrazów o dużej ilości linii oraz posiada wysoki stosunek sygnału do szumu. Pozwala to na otrzymanie dobrych obrazów.

Z powyższego opisu ortikonu widać, że oprócz wymaganej dużej precyzji budowy lampy, sama procedura uruchamiania jest skomplikowana przy jednoczesnym dokładnym zestrajaniu poszczególnych fragmentów.

Jednak takie własności, jak większa czułość, brak sygnałów fałszywych, duży stosunek sygnału do szumu, mniejszy poziom średniej jasności scen, stawiają ortikon w rzędzie najlepszych lamp analizujących.

Ortikon z powielaczem

Dalszym postępem w udoskonaleniu budowy ortikonu stanowi połączenie jego z powielaczem elektronowym. Dzięki temu uzyskuje



Rys. 1
Ortikon z powielaczem

się duży prąd wizji, który wymaga zastosowania mniejszego oporu obciążenia lampy, co wpływa korzystnie zarówno na wstęgę częstotliwości jak i na szumy.

Schematyczny obraz ortikonu z powielaczem podany jest na rys. 1.

Możliwość zastosowania powielacza elektronowego w ortikonie odnosi się tylko do strumienia powrotnego, (12) gdyż jest on zmodulowany i można go wydzielić i zmusić do biegu wzdłuż określonego toru (12).

Ustawiając na jego drodze wlot powielacza elektronowego (13) otrzymamy na wyjściu wzmocniony strumień powrotny.

Ze wspólnego toru wydzielamy strumień powrotny przy pomocy płytek, (6) do których przyłożony jest stały potencjał. Wiemy już, że w ortikonie zwykłym strumień powrotny, pomiędzy płytkami, jest odchylany w kierunku przeciwnym niż strumień pierwotny przy zależności kąta odchylenia od napięcia przyłożonego. Przez zmianę napięcia możemy regulować bieg strumienia powrotnego, a tym samym skierować go na wejście powielacza. Budowa lampy jest podobna do ortikonu zwykłego.

W bańce szklanej umocowane jest działo elektronowe z katodą (2), elektroda modulująca (3) i anoda (4). Strumień elektronów (15) po opuszczeniu działa przechodzi przez ekran (5) i dalej biegnie pomiędzy płytkami (6). Są one nieco mniejsze, jednak podobne do poziomych płytek odchylających ortikonu zwykłego. Stały potencjał panujący między nimi, odchyla strumień pierwotny o stały kąt tak, że przechodzi on przez otwór w ekranie (7). W dalszej drodze strumień przebiega przez magnetyczne pole odchylające, wytworzone przez dwie pary cewek odchylających (8, 9), z których jedna nadaje ruch poziomy (8) z częstotliwością linii, zaś druga — pionowy z częstotliwością zmian ramki (9).

W przeciwieństwie do ortikonu zwykłego, ruchy są wytworzone przez pola magnetyczne.

Cała lampa otoczona jest cewką (11), wytwarzającą pole osiowe, którego zadaniem oprócz skupiania jest współpraca z cewkami 8 i 9 przy powstawaniu pól odchylających.

Po przejściu przez cewki odchylające elektrony ulegają zahamowaniu przez pole pierścienia (14) i przy szybkości zbliżonej do zera analizują półprzezroczystą mozaikę (10), na której dzięki fotoefektowi powstał obraz potencjału. Modulacja strumienia pierwotnego taka jak w ortikonie zwykłym. Strumień elektronów powrotnych powraca tą samą drogą przez którą biegnie strumień pierwotny, aż do otworu w ekranie (7). Na wejściu płytek (6) strumień powrotny odchyla się w kierunku przeciwnym, wzdłuż toru (12), trafiając w drugi otwór ekranu (5) i dalej do powielacza (13). Na wyjściu powielacza otrzymuje się sygnał wzmocniony wizji.

Stosowane powielacze posiadają od 3 do 5 stopni wzmocnienia. Wzmocnienie uzyskane waha się od 30 do 100, co już stanowi dużą zdobycz zarówno przy zmniejszeniu średnich jasności scen nadawanych, jak i stosowanego wzmocnienia sygnału, a zatem i powstających szumów.

Co się tyczy zalet i wad, to są one te same co w zwykłym ortikonie z dodatkowo wprowadzonymi przez powielacz.

Ortikon obrazowy

Ostatnią, omawianą lampą analizującą będzie ortikon obrazowy. Czułość ortikonu z powielaczem można zwiększyć przez zwiększenie sprawności półprzezroczystej fotoczułej mozaiki, jednak przedstawia to trudności praktycznie nie do pokonania.

Dlatego idąc drogą rozwiązania superikonoskopu, zastąpiono małosprawną mozaikę przez półprzezroczystą fotokatodę i dwustronną płytkę sygnałową. Rys. 2 przedstawia ortikon obrazowy.

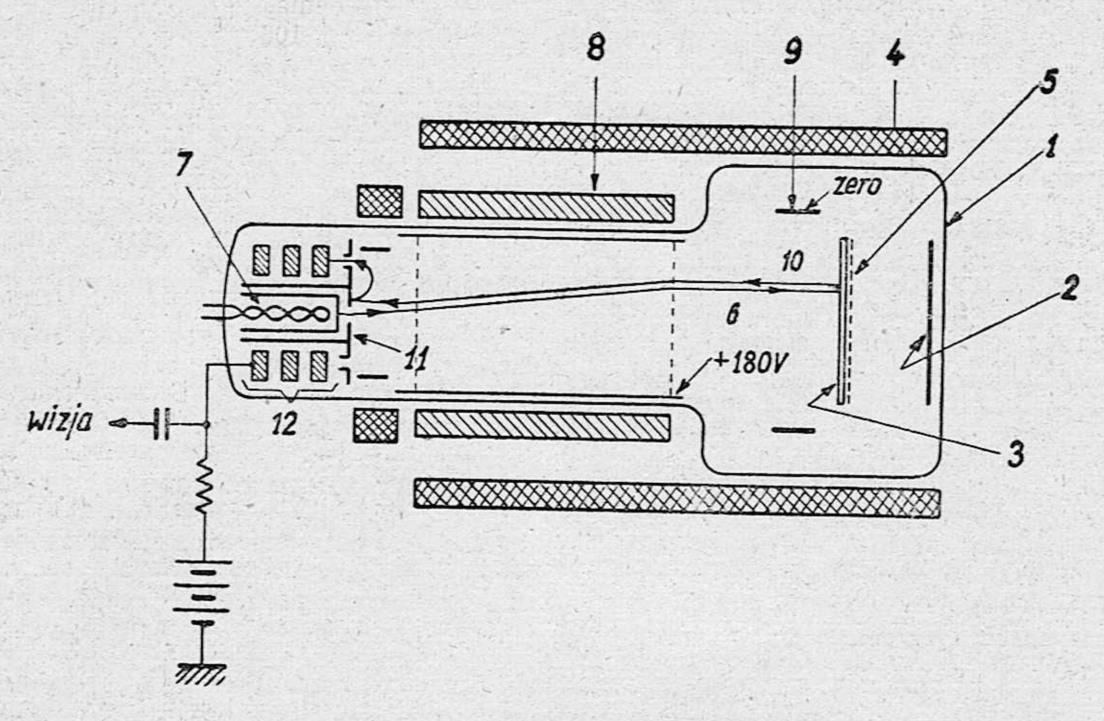
W bańce o kształcie dwustopniowego cylindra tuż poza płaskim okienkiem (1) znajduje się półprzezroczysta fotokatoda (2), dalej w pewnej odległości znajduje się dwustronna tarcza sygnałowa (3).

Dzięki elektronom uwolnionym pod wpływem światła obraz optyczny ulega zamianie na obraz elektronowy. Elektryczne pole przyśpieszające łącznie z polem magnetycznym cewki (4) skupiają biegnące elektrony na powierzchni 2-stronnej tarczy sygnałowej (3).

Optymalnie dobrany potencjał przyśpieszający elektrony powoduje największą emisję wtórną z tarczy sygnałowej. Wybite elektrony wtórne są zbierane przez elekrodę (5) znajdującą się w pobliżu powierzchni płytki sygnałowej. Elektroda ta jest wykonana w postaci bardzo drobnej siatki metalowej. Siatka ta jest jednocześnie wspólną okładziną pojemnościową, względem której ładuje się poszczególne elementy mozaiki.

Przez utratę elektronów wtórnych z jednej strony tarczy sygnałowej, ładuje się ona dodatnio. Na drugiej stronie tarczy ładunki elektryczne są neutralizowane powolnym strumieniem wybierającym (6). Co się tyczy części analizującej ortikonu obrazowego to wytwarzanie strumienia elektronów (7), skupianie (4) i odchylanie jego (8), zmniejszanie szybkości (9) oraz bieg powrotny (10), odbywa się podobnie jak w ortikonie z powielaczem.

Natomiast po dojściu do tarczy (11) posiadającej duży spółczynnik emisji wtórnej, strumień powrotny wytrąca z niej elektrony, które są kierowane polem elektrycznym do 4-stop-



Rys. 2
Ortikon obrazowy

niowego powielacza (12) umieszczonego w okolicy katody. Z wyjścia jego otrzymujemy wzmocniony sygnał wizji.

Przez zastosowanie emisji, wtórnej do wytworzenia obrazu potencjałów na tarczy sygnałowej, otrzymano dodatkowe wzmocnienie ca 5.

Najciekawszą częścią lampy jest dwustronna tarcza sygnałowa. Spełnia ona rolę mozaiki.

Oddzielone tu są procesy ładowania i wybierania, przez co unika się wzajemnych szkodliwych wpływów.

Dwustronna tarcza sygnałowa użyta w ortikonie obrazowym jest bardzo prosta. Cechuje ją duża jednorodność.

Tarczę stanowi płytka ze szkła o grubości 0,1 mm i średnicy 40 mm, która nie jest bynajmniej mozaiką, chociaż własności jej są takie same.

Dwie zasadnicze cechy winna mieć tarcza sygnałowa, a mianowicie: 1) małą oporność skrośną; 2) bardzo dużą oporność powierzchniową.

Oporność skrośną zmniejszamy jeszcze bardziej przez zmniejszenie grubości płytki do 0,1 mm, zaś oporność powierzchniową zwiększamy przez specjalną obróbkę powierzchni.

Otóż płytka sygnałowa działa w ten sposób, że pod wpływem bombardowania obrazem elektronowym otrzymanym z fotokatody, poszczególne elementy płytki ładują się dodatnio, odpowiednio do świateł obrazu optycznego via obraz elektronowy. Ze względu na bardzo duży opór powierzchniowy, ładunki nie rozpływają się na boki, co przy niedostatecznej wartości jego spowodowałoby rozmazywanie się szczegółów obrazu. Aby teraz z drugiej strony tarczy otrzymać taki sam ładunek jak na stronie pierwotnej, oporność skrośna tarczy powinna być mała.

Jednak wartość oporności skrośnej jest uwarunkowana czasem rozładowania, tj. przewodzeniem ładunków pomiędzy płaszczyznami bocznymi, który winien być mniejszy od 1/25 sekundy.

Tak sporządzona tarcza działa jak mozaika. W odległości około 0,05 mm od tarczy sygnałowej umieszczona jest delikatna siatka metalowa. Zbiera ona elektrony wtórne wybite obrazem elektronowym i stanowi, jak już wiemy, wspólną okładkę elementarnych kondensatorów.

Siatka musi być bardzo cienka, aby nie przeszkadzała w przechodzeniu obrazu elektronowego, na którym pozostawia cień oraz jednostajna, aby wszystkie części obrazu posiadały jednakowe warunki pracy. Powierzchnia jej nie powinna zajmować więcej niż 50% powierzchni obrazu. Dobre siatki posiadają około 10 oczek na 1 mm liniowy. To wskazuje na duże trudności jej wykonania.

Najnowsze specjalne siatki posiadają od 20 do 40 oczek na 1 mm liniowy, przy przepuszczalności od 50 do 75% i wykonuje się je bezpośrednio na szkle płytki sygnałowej. Wytrawia się rowki w szkle i osadza się w nich srebro. Nadwyżkę jego z powierzchni usuwa się i w ten sposób powstaje bardzo dobra siatka. Można powiedzieć, że w stosunku do poprzedniego typu czułość ortikonu obrazowego jest

kilkakrotnie większa dzięki wzmocnieniu uzyskanemu przez zamianę obrazu optycznego na elektronowy. Jest ona porównywalna z czułością oka ludzkiego. W stosunku do ortikonu zwykłego otrzymujemy zysk na:

1) powieleniu sygnału na tarczy (zastowanie obrazu elektronowego);

2) zastosowanie powielacza elektronowego.

Wypadkowy zysk wynosi od 100 do 1000.

W ortikonie obrazowym zachodzi szereg przemian. Obraz optyczny zostaje zamieniony na elektronowy, elektronowy — na obraz potencjałów elektrycznych oraz ten ostatni — na modulowany strumień elektronów. Wszystkie te przemiany pozwalają na dobre odtworzenie obrazu o definicji do 1000 linii.

Zdolność odtwarzania ograniczona jest:

1) szybkością wyjściową fotoelektronów;

2) delikatnością siatki.

3) upływnością szkła wzdłuż powierzchni.

Co się tyczy ostrości strumienia wybierającego, to nie wchodzi ona w grę, gdyż przy małych szybkościach elektronów można łatwo uzyskać bardzo ostrą wiązkę. Zalety i wady takie same jak zwykłego ortikonu, z tą różnicą, że wymagana jasność scen jest jeszcze mniejsza, pozwalająca na transmisje ze słabo oświetlonych pomieszczeń.

Monoskop

Kończąc omawianie lamp analizujących opiszemy jeszcze lampę wytwarzającą sygnały stałego obrazu elektronowego, które używa się w urządzeniach kontrolnych nadawczych i odbiorczych.

Lampa pracuje na zasadzie zmian emisji wtórnej, tzn. jeżeli jakaś powierzchnia będzie posiadała różne spółczynniki emisji wtórnej, to z chwilą bombardowania jej strumieniem wybierającym o dużej szybkości, otrzymamy dla różnych miejsc powierzchni różne prądy emisji wtórnej. Te prądy, zbierane przez odpowiednią elektrodę, dadzą na jej oporze obciążenia sygnały wizji.

Wyobraźmy sobie lampę, w której zamiast mozaiki znajduje się płytka aluminiowa o grubości ok. 0,1 mm na której z jednej strony narysowany jest np. farbą grafitową jakiś obraz.

Jeżeli ten obraz zaczniemy analizować strumieniem elektronów, to emisja wtórna z aluminium będzie inna (na 1 elektron uderzający wytrąca się 7 elektronów wtórnych) a inna z grafitu (1 : 3).

Elektrony wtórne zbiera się przez kolektor i otrzymuje się na oporze obciążenia sygnały obrazu, narysowanego na płytce.

Sygnały obrazu nie zależą od fotoemisji ani od energii zakumulowanej, tylko od różnicy spółczynnika emisji wtórnej obrazu, narysowanego na płytce.

W rezultacie sprawność jest duża, otrzymany obraz jest kontrastowy o dużym napięciu sygnału od 3 do 4 mV na oporze 10 KΩ.

Odtworzone detale obrazu zależą tylko od przekroju strumienia analizującego oraz detali samego obrazu. Nie występują tutaj sygnały fałszywe.

(d. c. n.)

Al. Karczmarczyk

Odbiornik bateryjny dla szkoły niezelektryfikowanej

Najważniejszym zagadnieniem w odbiornikach bateryjnych jest oczywiście ich zasilanie. To, co w układach sieciowych, zwłaszcza prądu zmiennego, nie sprawia żadnego właściwie kłopotu, stanowi trzon problemu tam, gdzie nie ma źródeł energii i trzeba zasilanie dostarczyć wraz z urządzeniem.

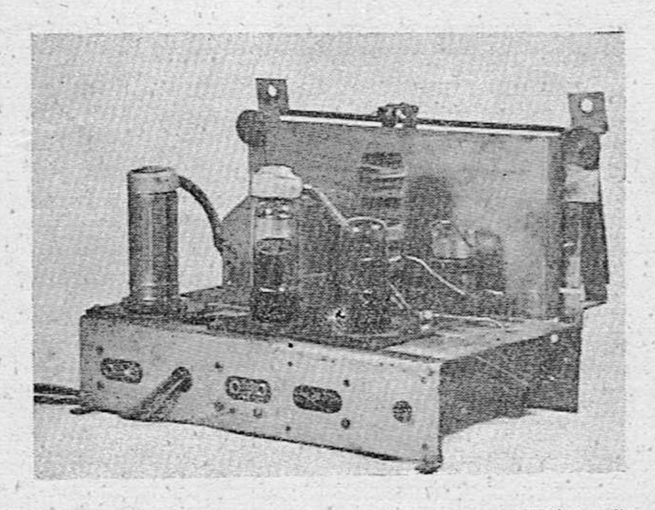
Nowoczesne lampy bateryjne o napięciu żarzenia 1,4 wolta i niskim poborze prądu dają możność stosowania wymiennych baterii. Jednak te baterie muszą być specjalnie wykonane w dostosowaniu do pracy w odbiorniku. Przy przeciętnym poborze prądu około ćwierć ampera, bateria (właściwie pojedyncze ogniwo) powinna pracować co najmniej 2 — 3 miesiące, licząc po 3 — 4 godziny dziennie. Prosty rachunek wykazuje, że do tego celu ogniwo powinno mieć 3 x 30 x 4 x 0,25 = 90 amperogodzin pojemności. Kombinacje z małych ogniw do latarek kieszonkowych, nawet największego typu, nie dają zadowalających rezultatów i trwają dość krótko. Z tego powodu zdecydowano, że da się możność zasilania żarzenia lamp z akumulatora korzystając z tego, że istnieje możność ładowania go w sąsiednim miasteczku. Na schemacie odbiornika widzimy więc opór 2,5 Ω na którym redukuje się napięcie do wysokości 1,4. Ze względów bezpieczeństwa lepiej zresztą jest zabezpieczyć oporem każdą lampę osobno, dając po 10 omów w każdą gałęź żarzenia. W obecnym bowiem układzie, w razie przepalenia lub wyjęcia jednej z lamp, napięcie na pozostałych podskoczy. Zdecydowano się jednak na wskazaną na schemacie redukcję w całości po to, aby dać możność użycia ogniwa suchego jako rezerwy na czas ładowania akumulatora. W tym więc celu, oprócz dwóch przewodów anodowych plus i minus baterii, są trzy sznury żarzenia z oznaczeniami minus (wspólny dla akumulatora i ogniwa) oraz odrębne plusy. Można też użyć lamp serii K (KF1, KF1 i KL2)

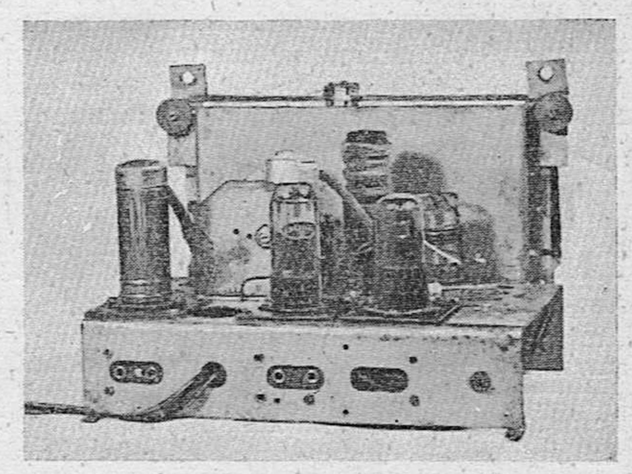
o żarzeniu 2 V, przez co cały ten zabieg odpada. Akumulator jest typu „radiowego“ o pojemności około 20 AH, co wystarcza na około 1 miesiąc audycji. Akumulatory te można obecnie łatwo dostać na rynku w cenie około 50 zł. Tyle o żarzeniu.

W zasilaniu anody nie ma żadnej innej alternatywy oprócz suchej baterii 120 V. Baterie takie można zresztą obecnie łatwo nabyć w cenie około 36 zł, tak że ten problem nie przedstawia trudności. Aby jednak taka bateria trwała wystarczająco długi okres czasu, pobór prądu nie powinien przekraczać najwyżej 15 mA. Dla zaoszczędzenia prądu stosuje się często przeciwsobny układ lamp wyjściowych w klasie AB. Reprezentacyjnymi lampami, specjalnie dostosowanymi do tego celu są: podwójna trioda DDD11 lub KDD1 oraz podwójna pentoda DLL 21. Pobór prądu anodowego jest przy zastosowaniu tych lamp zależny od wysterowania, od siły głosu. Dopóki siła głosu jest niewielka, również i pobór prądu jest nieznaczny i wynosi około zaledwie 3 mA. Prąd rośnie w miarę potrzeby i może chwilami osiągnąć nawet 20 mA, jednak ogólny pobór jest niewielki, oszczędnościowy. Układy te mają niestety szereg poważnych wad, a przynajmniej trudności w zastosowaniu. Przede wszystkim zachodzi konieczność stosowania transformatora wejściowego ponieważ układ pracuje w push — pull'u. Taka sama konieczność istnieje i po stronie anody (transformator głośnikowy). Wreszcie dodać musimy, że przeważnie trzeba stosować odrębną baterię ujemnego napięcia siatki, przy czym zachodzi dodatkowa komplikacja, ta mianowicie, że przy spadku napięcia anodowego na skutek wyczerpywania się baterii, to ujemne napięcie siatki powinno nieco się również redukować. Nie można tego robić gładko, tylko skokami co 1,5 V i w ogóle nie jest wskazane bez użycia przyrządów i przez osoby niefachowe. Ogólnie więc biorąc, stosowanie tych układów oszczędnościowych, aczkolwiek bardzo atrakcyjne, ma szereg praktycznych wad, które zadecydowały w odrzuceniu tego systemu i przyjęciu układu wskazanego na schemacie, bardzo prostego lecz oczywiście pozbawionego zalet oszczędzania prądu. Są jednak tu i poważne zalety, a mianowicie: prosty układ wejściowy o sprzężeniu oporowym, ujemne przednapięcie siatki z oporu pomiędzy minusami baterii anodowej i akumulatora, wreszcie możność użycia zwykłego głośnika magnetycznego. Zwłaszcza ważną jest sprawa głośnika. Do naszego odbiornika dodano głośnik magnetyczny, wyjęty z odbiornika typu DKE. Po wyremontowaniu go przez fachowca, gra on głośno i czysto. Ogólnie biorąc siła głosu jest zupełnie wystarczająca dla średniej wielkości klasy szkolnej, choć oczywiście nie jest to megafon, który może przekrzyczeć rozbawioną dzieciarnię.

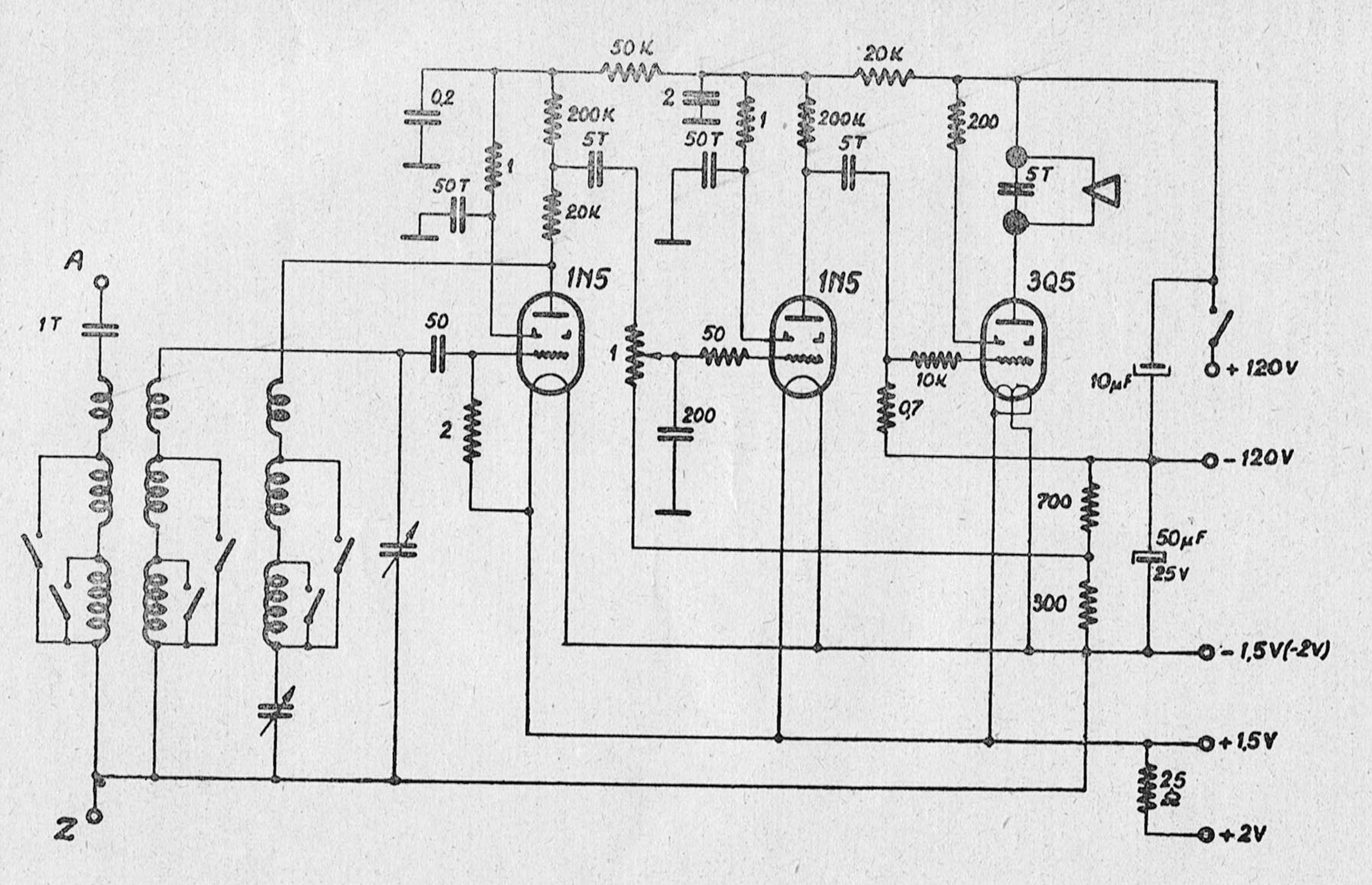
Ujemne przednapięcie siatki uzyskane na oporze (tu: 700 + 300Ω), jako spadek napięcia na skutek przepływu prądu anodowego wszystkich lamp, nie jest oczywiście „darmo“. Odbywa się to kosztem zmniejszenia efektywnego napięcia anodowego, lecz ma tę zaletę, że dostosowuje się właśnie do tego ostatniego i nie daje żadnych możliwości szkodliwych manipulacji. Wreszcie w tym układzie zniekształcenia zarówno przy świeżej jak i nieco wyczerpanej baterii są mniejsze niż przy systemie oszczędnościowym, jednak osiągalna moc jest mniejsza.

Przejdziemy teraz do układu odbiornika. Jest to najprostsza jednoobwodówka, z reakcją oczywiście, i z dwustopniowym wzmocnieniem niskiej częstotliwości w układzie oporowym. Zastosowano lampy oktalowe, półtorawoltowe lN5 pentoda w. cz. o stałym nachyleniu (siatka chwytna, połączona wewnętrznie do minusa żarzenia, została dla prostoty pominięta, jednak trzeba uważać na podłączenie plusa i minusa do właściwych elektrod). Jako lampa głośnikowa służy 3Q5 o dwóch włóknach żarzenia, które



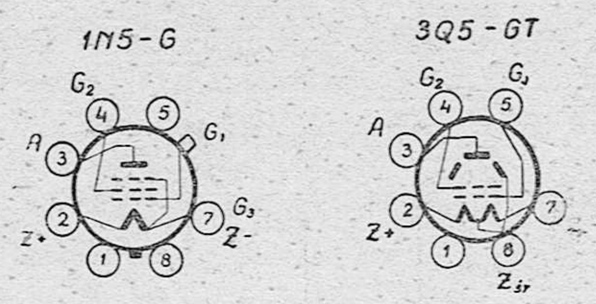


Widok odbiornika od tyłu.
(Foto Z. Januszewski)



Schemat odbiornika bateryjnego dla szkoły

można łączyć szeregowo lub równolegle, jak to u nas je połączono. I tu też trzeba obserwować



Układ cokołów

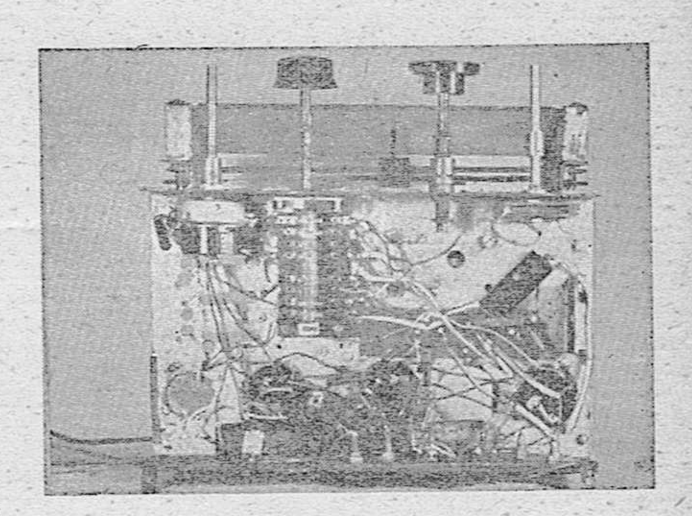
układ połączeń żarzenia. Obydwa cokoły wskazane są na szkicu.

Cewki do obwodu strojonego nawinięte są samodzielnie, w sposób zresztą zupełnie prymitywny, na rurkach bakelitowych, o średnicy około 30 m/m. Oto liczby zwojów: krótkofalowe — antena 5, siatka 7, reakcja 10; średniofalowe — antena 30, siatka 75, reakcja 35; długofalowe — antena 100, siatka 200, reakcja 70. Zwłaszcza zwoje reakcyjne muszą być dobierane doświadczalnie, ponieważ na falach krótkich przede wszystkim mogą wyjść trudności z osiągnięciem reakcji na całym zakresie. Dobieranie zwojów należy połączyć ze sprawdzeniem działania detekcji, w ten mianowicie sposób, że opór upływowy 2MΩ nie dołączamy do plusa żarzenia pierwszej lampy, lecz do ślizgacza małego potencjometra obrotowego o oporności np. 100 lub 200 KΩ załączonego równolegle do żarzenia. W ten sposób można dobrać najlepszy punkt pracy. W ostatecznym wykonaniu zakres krótkofalowy, jako zbędny, został pominięty.

Dalej układ jest prosty. Lampa detekcyjna pracuje oporowo przy czym opór 20 KΩ służy jako odprzężenie i zawada dla uzyskania reakcji, zaś 200 KΩ jako opór sprzęgający. W charakterze oporu siatkowego następnej lampy funkcjonuje potencjometr 1 MΩ, dający możność regulacji wzmocnienia i siły głosu. Nawiasem dodamy, że uzyskana w miejscowości położonej w odległości około 70 km od Warszawy siła głosu nie była zbyt wielka, tak że można było tę regulację pominąć, ale było na nią miejsce na chassis, więc zastosowano ją, choćby ze względów symetrii. Pojemność 200 pF służy do odfiltrowania resztek prądów wielkiej częstotliwości.

W przewodzie plusowym mamy pomiędzy pierwszą a drugą lampą opór odprzęgający 50 KΩ, który wraz z pojemnością 0,2μF przeciwstawia się drganiom na bardzo niskich częstotliwościach, czyli tzw. motorowaniu. Ten pojedyńczy zabieg nie jest jednak wystarczający i powstało lekkie ale dokuczliwe „farkotanie". Zlikwidowano je przez włączenie drugiego oporu odprzęgającego 20 KΩ pomiędzy drugą a trzecią lampę, przy czym okazało się, że najlepszym punktem umieszczenia kondensatora odprzęgającego jest raczej plus baterii niż punkt po oporze. Tym kondensatorem odprzęgającym musi być jednak elektrolit o pojemności co najmniej 8 μF. Ponieważ posiadałem kondensator 10 μF 200V =, zastosowałem go z powodzeniem. Należy tutaj nadmienić, że podczas prób i badań odbiornika nie używaliśmy baterii lecz sporządziliśmy mały prostownik anodowy, który dawał nam 80 woltów napięcia anodowego, w sposób ciągły i bez żadnych kłopotów. Ciekawe przy tym jest to, że motorowanie utrzymywało się, mimo że przecież kondensator wyjściowy filtru jest 32 μF. Natomiast zaledwie 10 μF pojemności wewnątrz odbiornika usuwało motorowanie. Można by tę różnicę przypisać długim przewodom (ok. 2 m) lecz przecież tu chodzi o niskie częstotliwości. Takie są często zagadki w radiotechnice.

Sprzężenie drugiej lampy jest oporowe. Ujemne napięcie siatki drugiej lampy czerpie się z części spadku na oporze w ogólnym minusie. Wartość poszczególnych oporów dzielnika napięć należy dobrać indywidualnie. Trzecia lampa otrzymuje ujemne przednapięcie siatki z całości tegoż oporu, który powinien być zablokowany kondensatorem elektrolitycznym. W siatce figuruje jeszcze stoper 10 KΩ przeciw ewent. drganiom pasożytniczym, do tego samego celu służy opór 200Ω w ekranie. Kondensator 500 pF, blokujący głośnik, obcina nieco wysokie tony, zbyt wyjaskrawione przez pentodę głośnikową.



Widok odbiornika od dołu

(Foto Z. Januszewski)

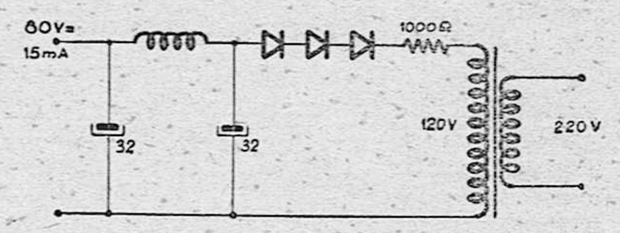
Konstrukcja

Aparat został wykonany na chassis ze starego odbiornika Telefunken. Wykorzystano tam kondensator obrotowy, a właściwie jedną z jego dwu sekcji oraz skalę z napędem. Poza tym był

kondensator reakcyjny, przełącznik falowy oraz otwór na potencjometr. Gniazdka lampowe boczno-kontaktowe musiano usunąć i założyć oktalowe, wypełniwszy otwory, zbyt duże dla tych ostatnich, płytkami bakelitowymi. Z tyłu są gniazdka anteny i uziemienia oraz głośnika. Na płytce bakelitowej, na której znajdują się te wszystkie gniazdka, są poza tym jeszcze końcówki. Do końcówek doprowadzono końce przewodów do baterii anodowej oraz akumulatora wzgl. baterii żarzenia. Przewody te są rozmaitych kolorów i posiadają blaszki z wybitymi oznaczeniami, tak aby uniknąć jakichkolwiek pomyłek i są zakończone wtyczkami bananowymi, również kolorowymi.

Chassis mieści się w małej skrzyneczce, specjalnie dorobionej. Głośnik nie jest w niej zawarty, umieszczony ma bowiem być na osobnej desce i powieszony wysoko. W ten sposób spodziewamy się osiągnąć lepszą słyszalność w klasie. Należy jednak zwrócić baczną uwagę na to, aby wtyczka głośnikowa nie wypadła podczas audycji, może to bowiem zakończyć się uszkodzeniem lampy głośnikowej na skutek przeciążenia ekranu. Wskazane byłoby użycie jako gniazdka głośnikowego gniazdka od automatycznej anteny sieciowej. Gniazdko takie ma kontakt poruszany wtyczką; można zrobić więc takie połączenie, które wykorzystując tą sprężynkę kontaktową będzie zwierać gniazdka w czasie nieobecności wtyczki i w ten sposób anoda będzie zawsze dołączona, raz przez głośnik, raz bezpośrednio wtedy, gdy wtyczka głośnikowa zostanie przypadkowo czy umyślnie wyjęta.

Próby odbiornika po zainstalowaniu w miejscowości położonej w odległości około 70 km na północny wschód od Warszawy dały bardzo zadowalające wyniki. Antenę, o długości około



Schemat prostownika zastępującego baterię anodową

40 m, zawieszono na tykach pomiędzy kominami sąsiednich domów, uziemienie zrobiono w postaci starego kubła wpuszczonego do nieużywanej studni. Miarą czułości i siły odbiornika są nast. fakty: odbiór z dobrą jakością kilkunastu radiostacji europejskich na falach średnich, co choć może w tym wypadku nie konieczne, jest świadectwem dobrej pracy; drugim faktem jest to, że zupełnie wystarczającą moc dla klasy o ponad 20 uczniach uzyskano już przy 65 woltach napięcia anodowego baterii. Trochę we znaki dały się resztki niskookresowego „motorowania". Usunięto je przez danie kondensatora odprzęgającego 2 μF. Ogólnie więc wyniki były bardzo dobre i wynagrodziły trud włożony w konstrukcję aparatu, zbieranie materiału i instalację na miejscu. Największą zaś satysfakcją były wesołe buzie dziatwy szkolnej i zadowolenie nauczycieli oraz rodziców, którzy tłumnie zebrali się z całej wsi, aby wziąć czynny i entuzjastyczny udział w tej niecodziennej uroczystości.

Inż. F. M.

Zasady obliczania odbiorników

Cz. V.

Przemiana częstotliwości

Odbiorniki typu bezpośredniego wzmocnienia posiadają szereg wad, które uniemożliwiają zastosowanie ich na szeroką skalę w dzisiejszym stanie radiotechniki. Jedną z najważniejszych jest trudność w uzyskaniu wystarczającej selektywności dla uniknięcia zakłóceń ze strony stacyj pracujących na częstotliwościach sąsiednich. Jak już czytelnikom z innych artykułów wiadomo, stacje radiofoniczne pracują na częstotliwościach oddalonych od siebie co 9 kc/s, a zatem, jak mówimy, każdy nadajnik zajmuje wstęgę (kanał) o szerokości 9 kc/s.

Aby uniknąć zakłóceń ze strony stacyj sąsiednich, oddalonych o $\pm$ 9 kc/s, odbiornik powinien odbierać tylko sygnały stacji pożądanej i równocześnie nie reagować na sygnały stacyj sąsiednich. Warunek ten wymaga od odbiornika dużej selektywności, która zależna jest od ilości obwodów rezonansowych, ich jakości (związanej ze stratami obwodów) oraz od dokładności dostrojenia tych obwodów do odbieranej częstotliwości. Im więcej obwodów, im lepsza ich jakość (mniejsze straty) i im lepiej są one dostrojone, tym ostrzejsza będzie krzywa rezonansowa, a zatem większa selektywność.

Spełnienie tych warunków w odbiornikach bezpośredniego wzmocnienia jest w normalnych warunkach trudne do wykonania. Włączenie kilku obwodów, strojonych równocześnie, po-

większa trudności idealnego zestrojenia i zwiększa koszt odbiornika. W praktyce, w wykonywanych w swoim czasie odbiornikach najwyższej klasy, ilość obwodów strojonych równocześnie nie przekraczała czterech.

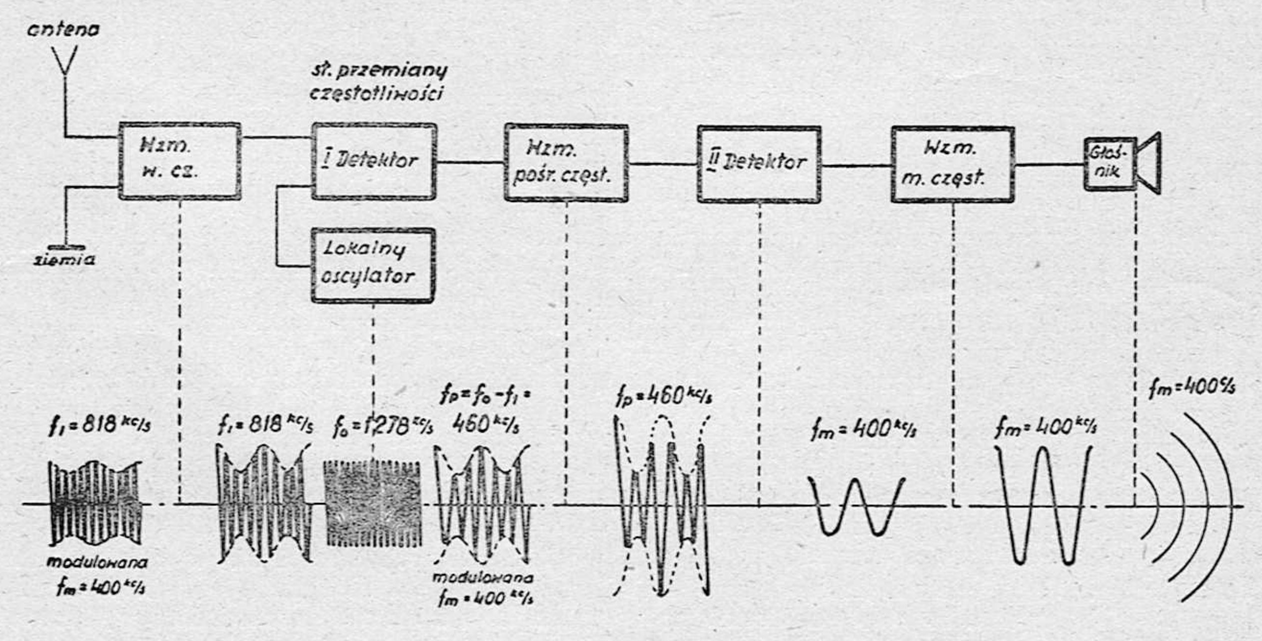
Druga wada odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu, to trudność w uzyskaniu dużego wzmocnienia dla wielkich częstotliwości, a zwłaszcza powyżej 30 Mc/s. Jak wiadomo, wzmocnienie wzmacniacza w. częstotliwości jest proporcjonalne do dynamicznego oporu obwodu rezonansowego $\frac{L}{R\,.\,C}$, gdzie L — indukcyjność, C—pojemność, R—opór strat obwodu. Ponieważ pojemności wewnętrzne lamp i montażu ograniczają dolną wartość całkowitej pojemności obwodu, dla osiągnięcia rezonansu musimy stosować małe indukcyjności, a zatem zmniejszamy opór dynamiczny obwodu. W praktyce dla częstotliwości rzędu 100 Mc/s (fala 3 m) — to jest w zakresie, na którym pracują stacje z modulacją częstotliwości (FM) względnie telewizyjne, maksymalne wzmocnienie, osiągane już przy pomocy specjalnych lamp, wynosi nie więcej jak 10 w porównaniu ze wzmocnieniem rzędu 150 ÷ 250 uzyskanym w zakresie fal średnich.

Dzięki wprowadzeniu układów z przemianą częstotliwości obie te wady udało się przezwyciężyć i dzisiaj produkuje się już prawie wyłącznie odbiorniki z przemianą częstotliwości, zwane inaczej superheterodynami. Zasada działania odbiornika superheterodynowego polega na tym, że wszystkie odbierane z anteny częstotliwości zamienia się na jedną częstotliwość pośrednią; uzyskane w ten sposób sygnały o jednej częstotliwości nośnej wzmacnia się następnie we wzmacniaczach pośredniej częstotliwości, posiadających obwody rezonansowe nastrojone tylko na jedną częstotliwość. Na przykład w przeciętnych odbiornikach dla fal średnich stosuje się częstotliwość pośrednią rzędu 460 kc/s. Znaczy to, że przy odbiorze stacyj długofalowych, średnio i krótkofalowych (częstotliwości od 150 kc/s do 20 Mc/s) po stopniu przemiany częstotliwości uzyskujemy tylko jedną częstotliwość 460 kc/s, niezależnie od odbieranej stacji.

Jakie są korzyści tego systemu w stosunku do odbiorników o bezpośrednim wzmocnieniu?

Po pierwsze, możemy zbudować kilka stopni wzmocnienia pośredniej częstotliwości, które będą posiadały stałe obwody rezonansowe i przy odbiorze różnych stacyj nie musimy ich przestrajać. Po drugie, obwody pośredniej częstotliwości możemy tak wykonać, aby przepuszczały tylko wstęgę o szerokości 9 kc/s, a tłumiły częstotliwości sąsiednie, innymi słowami, zbliżamy się do idealnego warunku prostokątnej krzywej rezonansu. Po trzecie, selektywność i wzmocnienie odbiornika są bardziej stałe i równomierne w całym zakresie odbieranych częstotliwości.

Schemat blokowy odbiornika superheterodynowego przedstawia rys. 1. Ogólnie odbiornik taki składa się z: wzmacniacza wielkiej częstotliwości, który w zasadzie wprowadzony jest do odbiorników wyższej klasy, (odbiorniki tańsze zwykle nie posiadają wzmacniacza w. częstotliwości) i stopnia przemiany częstotliwości zawierającego oscylator lokalny i tak zwany pierwszy detektor, wzmacniacza pośredniej częstotli-



Rys. 1

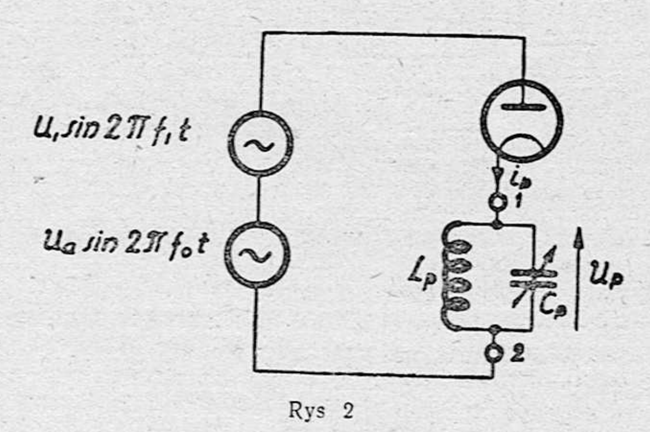
wości zawierającego jeden lub kilka stopni wzmocnienia, detektora — zwanego tu drugim detektorem, wzmacniacza małej częstotliwości oraz głośnika.

Jak widzimy, odbiornik superheterodynowy różni się od odbiornika o bezpośrednim wzmocnieniu wprowadzeniem dwóch dodatkowych członów, to jest stopnia przemiany częstotliwości oraz wzmacniacza pośredniej częstotliwości. Wzmacniacz pośredniej częstotliwości jest w zasadzie zwykłym wzmacniaczem w. częstotliwości z tą tylko różnicą, że posiada obwody rezonansowe raz na zawsze nastrojone, oraz że te obwody są często dosyć rozbudowane (kilka kondensatorów, cewek, a nawet i kryształy kwarcu w odbiornikach specjalnych). W części traktującej o wzmocnieniu wielkiej częstotliwości były rozpatrzone zasady projektowania i budowy wzmacniaczy częstotliwości pośredniej.

Tu zajmiemy się przede wszystkim stopniem przemiany częstotliwości jako najbardziej charakterystycznym elementem dla odbiornika superheterodynowego. Zasada działania stopnia przemiany częstotliwości polega na tym, że w obwodzie zawierającym element nieliniowy*) to jest taki, w którym prąd nie jest proporcjonalny do napięcia (np. detektor dowolnego rodzaju, lampa elektronowa o krzywoliniowej charakterystyce itp.) nakładają się dwa drgania o różnych częstotliwościach. W efekcie w obwodzie zewnętrznym otrzymujemy prądy o kilku częstotliwościach, z których najbardziej nas interesujące, są prądy o częstotliwości równej sumie i różnicy częstotliwości obu nałożonych drgań. Dla przykładu w układzie jak na rys. 2 zawierającym diodę oraz dwa źródła sygnałów o częstotliwościach f_1 i f_0, płynie, na skutek nałożenia i detekcji, prąd i_p zawierający częstotliwości podstawowe obu sygnałów, to jest f_1 f_0 oraz składowe, których częstotliwości równają się sumie i różnicy obu częstotliwości f_1, f_0 i ich harmonicznych, to jest f_1+f_0 f_1-f_0 $\pm mf_1 \pm nf_0$, gdzie m, n — oznaczają liczby całkowite. Na przykład niech f_0 = 600 kc/s, f_1 = = 200 kc/s, wtedy prąd i_p składa się z prądów o częstotliwościach

600 kc/s, 200 kc/s.
200 + 600 = 800 kc/s
600 — 200 = 400 kc/s
2.200 + 600 = 1000 kc/s
200 + 2.600 = 1400 kc/s
3.600 — 200 = 1600 kc/s itd.

Jeżeli teraz w punktach 1 — 2 włączymy obwód rezonansowy wystarczająco selektywny i dostroimy go do rezonansu z częstotliwością jednego z prądów (np. 400 kc/s), wtedy na tym obwodzie powstanie spadek napięcia, którego



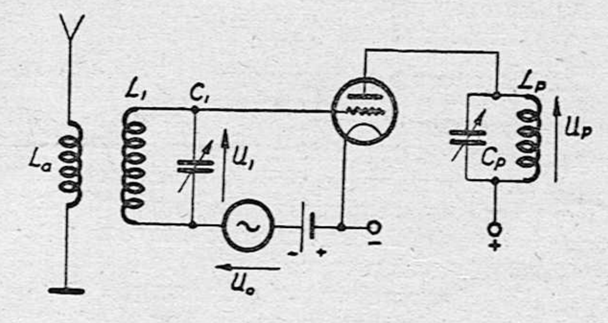
Rys 2

przebieg będzie praktycznie sinusoidalny o częstotliwości równej 400 kc/s jak w przykładzie.

Zamiast diody możemy użyć lampy trójelektrodowej (rys. 3), której punkt pracy znajduje się na zagięciu charakterystyki.

Niech generator z rys. 2 wytwarzający napięcie U_1 o częstotliwości f_1, w naszym przypadku będzie przedstawiony obwodem rezonansowym sprzężonym z anteną. O ile w antenie płyną prądy wywołane polem elektromagnetycznym jakiejś stacji nadawczej o częstotliwości f_1 wtedy na obwodzie rezonansowym dostrojonym do tej stacji pojawi się napięcie U_1. W szereg z tym obwodem włączony jest generator zwany oscylatorem lokalnym, na zaciskach którego występuje napięcie U_0 o częstotliwości f_0.

O ile punkt pracy lampy znajduje się na krzywoliniowej części charakterystyki prądu anodowego, wtedy w obwodzie ano-



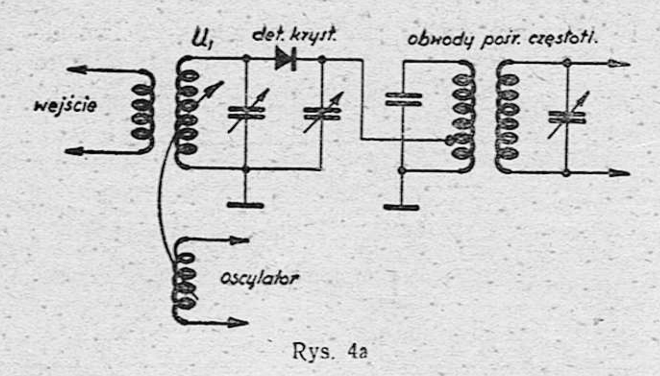
Rys. 3

dowym popłyną prądy o częstotliwościach równych sumie i różnicy obu częstotliwości oraz ich harmonicznych. I znowu zależnie od nastrojenia obwodu rezonansowego L_p C_p wystąpi na nim spadek napięcia o częstotliwości równej jednej z możliwych kombinacji f_1 i f_0.

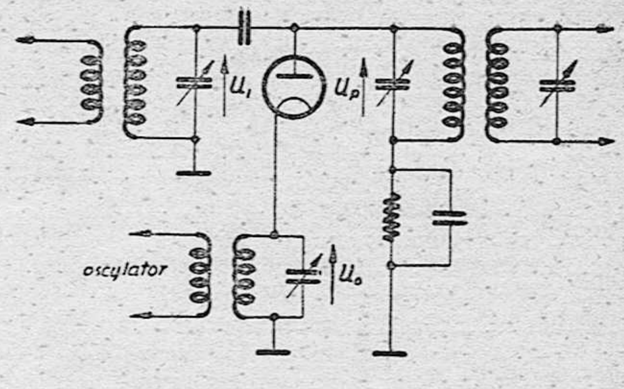
W odbiornikach superheterodynowych wykorzystuje się normalnie częstotliwość równą różnicy częstotliwości f_0 i f_1. Częstotliwość ta na-

---

*) Odnosi się to do układów przemiany częstotliwości, w których oba sygnały działają na jedną elektrodę.



Rys. 4a



Rys. 4b

zywa się częstotliwością pośrednią (f_p). Niech na przykład częstotliwość odbierana f_1 równa będzie 500 kc/s, zaś częstotliwość oscylatora lokalnego $f_0 = 960$ kc/s. Wtedy na obwodzie rezonansowym L_p, C_p pojawi się napięcie o częstotliwości $f_0 - f_1 = 960 - 500 = 460$ kc/s. Jeżeli teraz obwód rezonansowy L_p, C_p będzie stale nastrojony na częstotliwość 460 kc/s, to przy odbiorze częstotliwości w zakresie od 500 kc/s do 1500 kc/s (fale średnie) musimy równocześnie zmieniać częstotliwość lokalnego oscylatora od $500 + 460 = 960$ kc/s do $1500 + 460 = 1960$ kc/s.

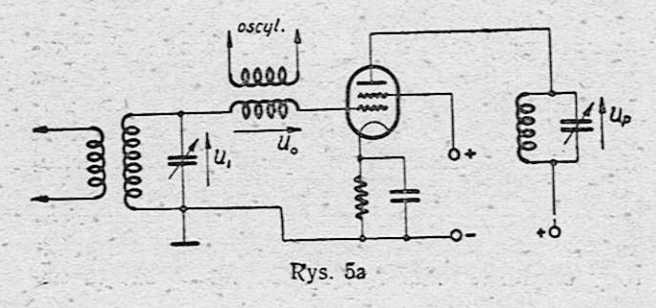
Jeżeli sygnał odbierany (f_1) był modulowany to również i sygnał o częstotliwości pośredniej będzie też w zasadzie w ten sam sposób modulowany.

Jak więc widzimy, zmieniając równocześnie nastrojenie obwodu wejściowego (L_1, C_1) oraz częstotliwość oscylatora, otrzymujemy w obwodzie anodowym drgania o jednej i tej samej częstotliwości pośredniej, niezależnie od odbieranej stacji.

Reasumując, omówiony stopień przemiany częstotliwości musi posiadać element nieliniowy np. detektor (stąd nazwa pierwszy detektor), oscylator lokalny o regulowanej częstotliwości, oraz obwód rezonansowy nastrojony na częstotliwość pośrednią.

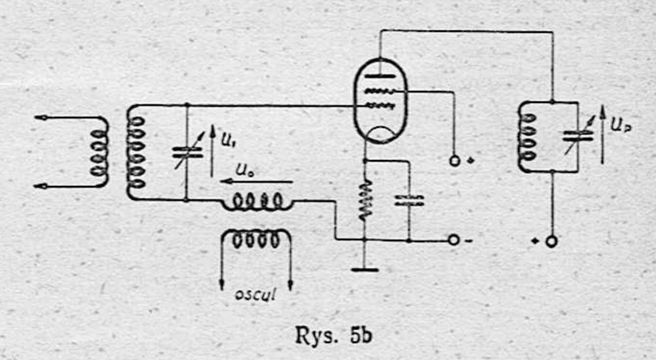
Układy stopnia przemiany częstotliwości

Na przestrzeni lat, w których rozwijały się konstrukcje odbiorników superheterodynowych, stworzono wiele układów a nawet lamp specjalnych, które służyły dla uzyskania lepszych właściwości stopnia przemiany częstotliwości. Ogólnie układy można podzielić na dwie grupy. W pierwszej sygnał odbierany i sygnał oscylatora działają na jedną elektrodę lampy— zwykle pomiędzy siatką a katodą, w drugiej — oba sygnały włączone na dwie różne elektrody. Zasadniczej różnicy w obu typach właściwie nie ma i działanie stopnia przemiany polega na zmianie nachylenia lampy, a zatem i na zmianie wzmocnienia, w takt napięcia oscylatora.



Rys. 5a

W grupie pierwszej napięcie oscylatora (rzędu kilku woltów) przesuwa punkt pracy lampy w takt częstotliwości f_0; napięcie przychodzące z anteny jest b. małe — rzędu mikro czy też miliwoltów, tak że zależnie od chwilowej war-



Rys. 5b

tości napięcia oscylatora zmienia się punkt pracy, a z tym i nachylenie lampy i równocześnie amplitudy zmian prądu anodowego sygnału odbieranego.

W grupie drugiej, napięcie oscylatora działając na inną elektrodę zmienia nachylenie lampy, zaś praca może się odbywać na prostoliniowej części charakterystyki (I_a U_s), co ma wielkie znaczenie ze względu na zmniejszenie gwizdów interferencyjnych.

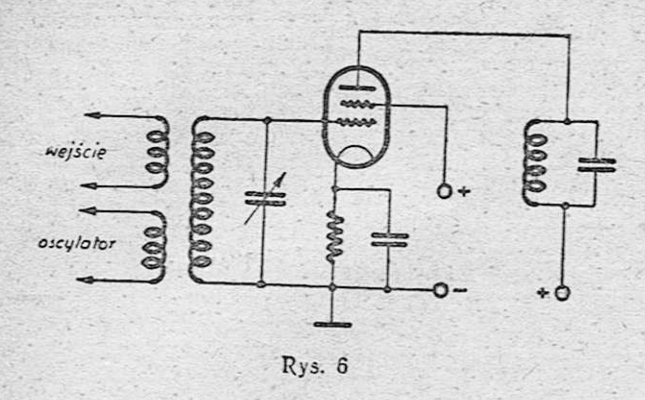
Typowe układy obu grup przedstawiamy poniżej.

1. Stopień przemiany z dioda (rys. 4a, 4b).

Układy z diodą względnie detektorem krystalicznym (germanium, silicon itp.) stosowane są prawie wyłącznie dla b. wielkich częstotliwości (powyżej 600 Mc/s.).

2. Układy z lampami wieloelektrodowymi.

Napięcie oscylatora może być włączone w obwód siatka-katoda kilkoma sposobami.

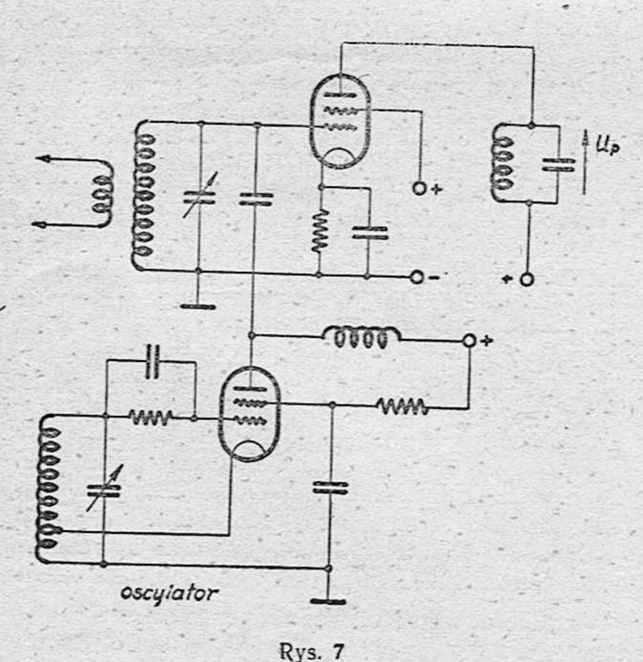


Rys. 6

Pierwszy sposób (rys. 5a) przy pomocy cewki włączonej pomiędzy siatką i obwód wejściowy ma tę wadę, że pojemność cewki sprzęgającej do ziemi wpływa na obwód wejściowy L_1, C_1, co utrudnia strojenie jednogałkowe np. z poprzedzającym wzmacniaczem w. częstotliwości. Można również cewkę sprzęgającą (rys. 5b) włączyć pomiędzy katodę a obwód wejściowy, wtedy jednak kondensator strojeniowy obwodu wejściowego musi mieć izolowaną ośkę, co jest również niepraktyczne.

Drugi sposób polega na sprzężeniu cewki oscylatora z obwodem wejściowym (rys. 6). Układ ten ma jednak poważną wadę, mianowicie na skutek sprzężenia obu rezonansowych obwodów ze sobą, przestrojenie jednego wpływa na rozstrojenie drugiego obwodu. Aby ten wpływ zmniejszyć, należy osłabić sprzężenie między obwodami, co z kolei prowadzi do zmniejszenia napięcia oscylatora działającego na siatkę lampy i jak potem zobaczymy, do osłabienia siły odbioru.

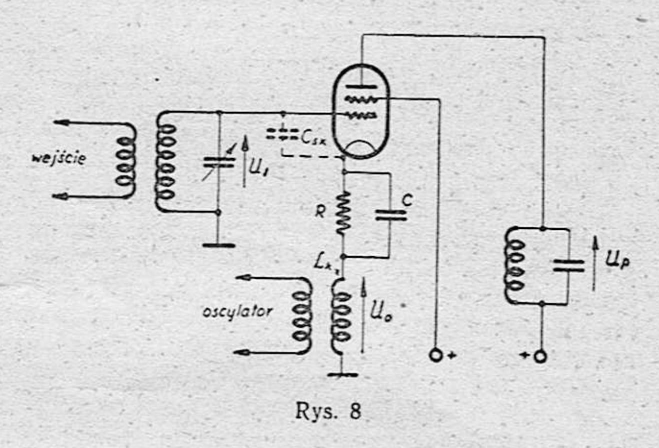
Inny sposób polega na sprzężeniu pojemnościowym pomiędzy oscylatorem a siatką lampy stopnia przemiany. Układ ten ma wady jak poprzednio; dla uniknięcia wpływu obwodów na siebie stosuje się często układ z rys. 7.



Rys. 7

Dla uniknięcia wzajemnego oddziaływania pomiędzy obwodami rezonansowymi napięcie z oscylatora pobierane jest z obwodu anodowego. Ponieważ jednak prąd anodowy jest zniekształcony, napięcie oscylatora posiada wiele harmonicznych, co zwiększa ilość gwizdów interferencyjnych. Pojemność kondensatora sprzęgającego obwody wynosi $1 \div 2$ pF. Dla zmniejszenia wymienionych wpływów opracowano szereg układów, z których powszechne zastosowanie znalazł układ z tzw. sprzężeniem katodowym (rys. 8) (do czasu konstruowania specjalnych lamp jak heptody, oktody itd.).

W układzie tym cewka sprzężona z obwodem oscylatora włączona jest w obwód katody. Elementy R i C służą dla wytworzenia wstępnego ujemnego napięcia siatkowego. Ale i ten układ

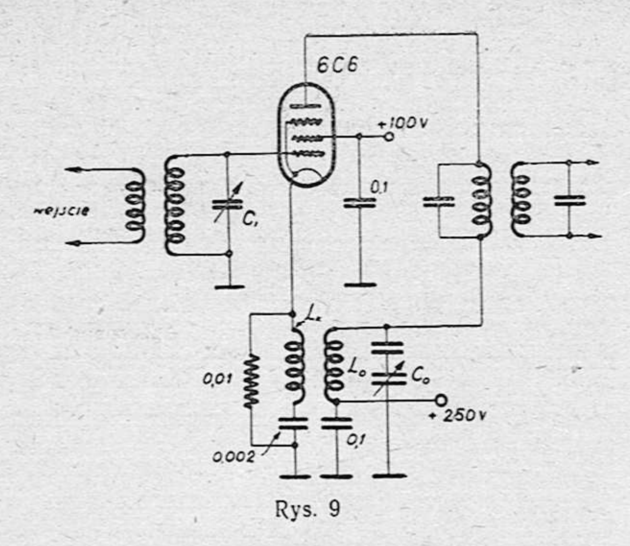


Rys. 8

nie jest bez wad; jak długo pojemność siatka — katoda nie ma wielkiego wpływu, obwody oscylatora i obwód wejściowy na siebie nie oddziałują. Z tego też względu układ pracuje zadowalająco na falach długich i średnich. W zakresie fal krótkich pojemność siatka - katoda zmniejsza efektywne napięcia oscylatora oraz wywołuje wpływ wzajemny obu obwodów.

Dalszy krok do uproszczenia konstrukcji prowadził przez połączenie stopnia przemiany w jednej lampie. Układ taki przedstawia rys. 9. Oscylator pracuje w układzie autodyny z tym, że jego obwód rezonansowy włączony jest w szereg z filtrem pośredniej częstotliwości, który zresztą nie stawia oporu prądom o częstotliwości oscylatora. Dla wywołania oscylacji musi, jak wiadomo, istnieć sprzężenie pomiędzy obwodem anody i siatki.

Cewka L_k jest cewką siatkową oscylatora, a zarazem cewką katodową dla stopnia przemiany; w układzie tym może pracować dowolna pentoda lub lampa ekranowana. Jak wspomnieliśmy już, układ nie pracuje zadowalająco na falach krótkich, ponieważ z jednej strony występuje wpływ pojemności siatka-katoda C_{sk}, z drugiej zaś przy małej procentowej różnicy częstotliwości odbieranej i oscylatora opór dy-

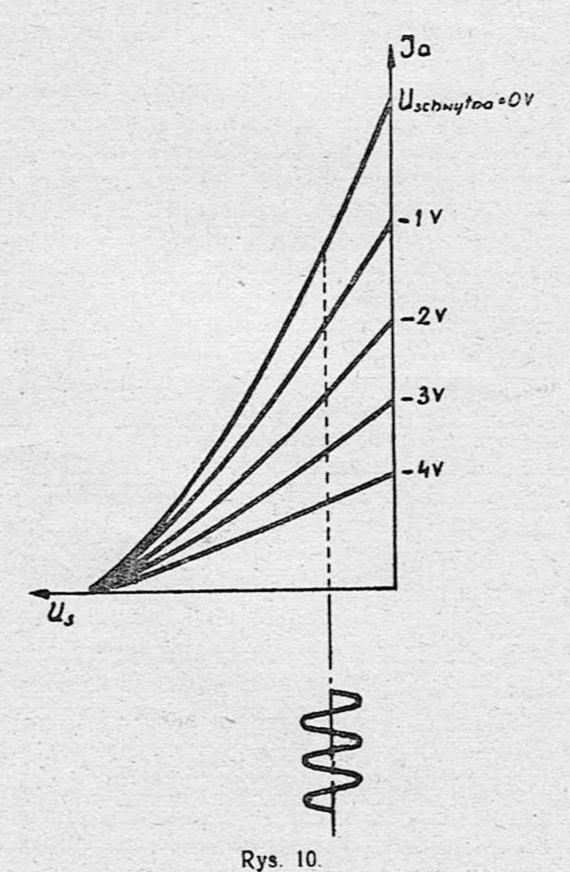


Rys. 9

namiczny obwodu siatkowego staje się duży dla prądów o częstotliwości oscylatora, wobec czego występuje na nim duży spadek napięcia i duża część energii oscylatora promieniuje przez antenę, stając się źródłem zakłóceń dla sąsiednich odbiorników.

Inne układy z użyciem pentod. Wykorzystanie siatki ekranującej

Istnieje możliwość budowy stopnia przemiany, w którym napięcie oscylatora podłączone jest do siatki ekranującej. Wadą tego układu jest konieczność stosowania dużych napięć oscylatora, poza tym pojemność pomiędzy siatką ekranującą a siatką sterującą również jak

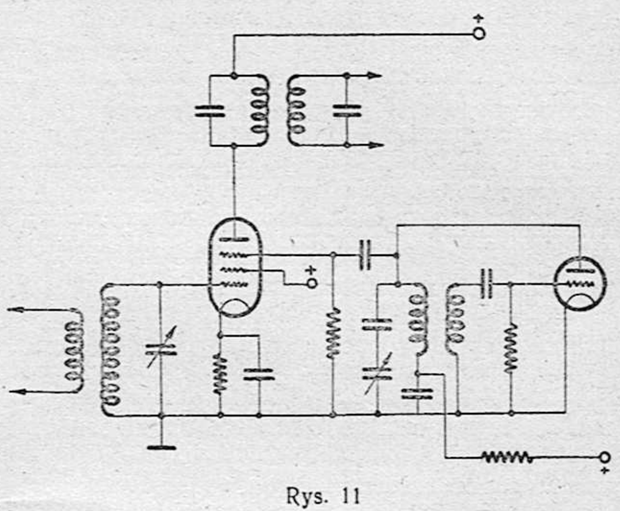


Rys. 10.

i w poprzednich układach wpływa na rozstrajanie obwodów, zaś przedostawanie się drgań oscylatora na antenę jest nawet większe w porównaniu z innymi układami. Z powyższych względów układu takiego się nie stosuje.

Wykorzystanie siatki chwytnej (zerowa)

Zmiana napięcia siatki chwytnej wpływa na nachylenie charakterystyki prądu anodowego jak to przedstawia rys. 10. Wynika z tego, że jeżeli będziemy zmieniać w takt napięcia oscylatora napięcie siatki chwytnej, zmieniać się



Rys. 11

będzie nachylenie i pojawią się w obwodzie anodowym prądy o częstotliwości równej sumie względnie różnicy częstotliwości odbieranej i oscylatora. Jest to więc, jak widzimy, drugi sposób przemiany częstotliwości, w którym napięciami sygnału odbieranego i oscylatora sterujemy oddzielne elektrody.

Układ ten ma zasadniczą przewagę nad poprzednimi ponieważ praca lampy odbywa się na prostoliniowej części charakterystyki, wobec czego w obwodzie anodowym brak jest prądów o częstotliwościach harmonicznych sygnału wejściowego, co w efekcie zmniejsza gwizdy interferencyjne. Układ stosowany w praktyce przedstawia rys. 11.

Napięcie zmienne na siatce chwytnej winno wynosić około 20 woltów dla optymalnych warunków pracy. Układ ten ma jeszcze jedną ważną zaletę w stosunku do omawianych dotychczas; mianowicie siatka chwytna jest oddzielona ekranem od siatki sterującej, wobec czego obwody obu siatek nie wpływają na siebie i układ może być stosowany z powodzeniem również na falach krótkich. Wadą układu jest mniejsze wzmocnienie aniżeli przy stosowaniu sprzężenia katodowego, ponieważ wstępne ujemne napięcie na siatce chwytnej zmniejsza opór wewnętrzny lampy, co z kolei wpływa na zmniejszenie wzmocnienia, a zarazem pogarsza selektywność obwodu pośredniej częstotliwości.

c. d. n.

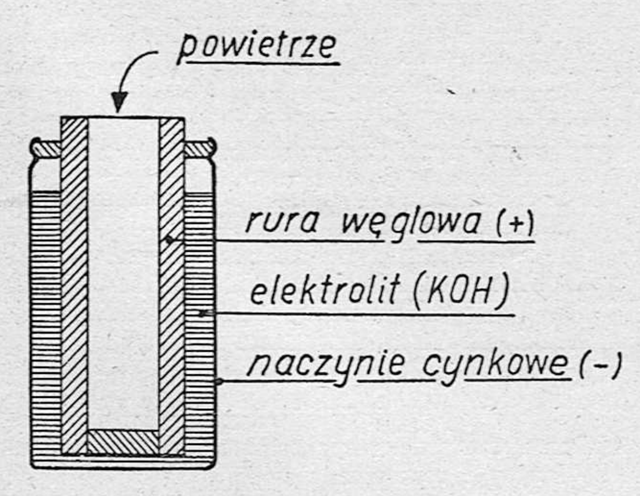
Nowe ogniwo (II)

W Nr. 1/2 1949 r. omówiliśmy obszernie zasadę działania popularnego ogniwa Leclanché'go. Zwróciliśmy zwłaszcza uwagę na rolę i znaczenie depolaryzatora, którym jest tam dwutlenek manganu MnO_2 (braunsztyn). Rolą depolaryzatora jest, jak więc już wiemy, usuwanie z dodatniej pałeczki węglowej jonów wodoru, które, po oddaniu swego ładunku dodatniego, tarasują drogę następnym naładowanym cząsteczkom. Oporność wewnętrzna ogniwa na skutek tego rośnie i napięcie pod obciążeniem spada.

Reakcja wiążąca cząsteczki wodoru jest niestety powolna i nie nadąża za ich nagromadzaniem. Po pewnym czasie wyładowania trzeba prąd przerwać i dać ogniwu czas do wytchnienia. Wtedy, jak pisaliśmy, depolaryzator ma możność dogonienia swego opóźnienia w pracy, oczyszcza on ogniwo z nagromadzonego zapasu obojętnych już elektrycznie cząsteczek wodoru. Oporność wewnętrzna ogniwa spada, napięcie rośnie i można ogniwo znowu trochę wyładować.

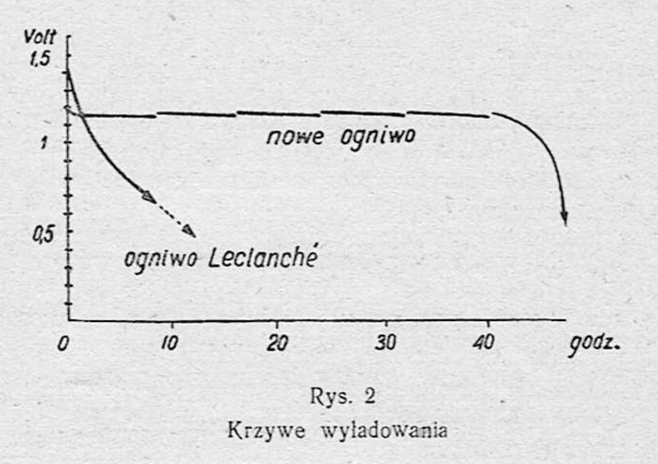
Ogólnie biorąc ogniwo Lechanché ma dość stromą krzywą wyładowania, nawet przy niewielkim poborze prądu, ma jednak swoje bardzo poważne zalety, a mianowicie: jest tanie, łatwe w produkcji i względnie lekkie.

Nad sprawą otrzymania i zastosowania nowych, lepszych depolaryzatorów pracowano od dawna. Wynikiem było użycie tlenku rtęci HgO (ogniwa RM i Kalium), dzięki któremu pojemność ogniwa i równomierność napięcia pod obciążeniem znacznie się poprawiły. Niestety nowe te ogniwa są znacznie droższe w produkcji niż dotychczasowe Leclanché z dwutlenkiem manganu.



Rys. 1
Przekrój ogniwa z depolaryzatorem powietrznym

Obecnie dochodzą wiadomości o jeszcze innym nowym typie ogniwa, w którym za depolaryzator służy po prostu powietrze, a ściśle mówiąc, zawarty w nim tlen. Pomysł stosowania tlenu z powietrza dla depolaryzacji nie jest nowy, nawet już podczas wojny używano ogniw, gdzie zasada ta była urzeczywistniona, jednak zasadniczą wadą jest tu fakt, że reakcja wiązania tlenu z wodorem na wodę jest bardzo powolna i wymaga stosowania katalizatorów, czyli przyspieszaczy reakcji.



Rys. 2
Krzywe wyładowania

Rys. 1 wskazuje nowe ogniwo w przekroju. Elektrodą dodatnią jest, jak i w ogniwie Leclanché, węgiel. Tutaj jednak wykonany on jest nie w postaci pałeczki, lecz w kształcie rurki tak, że powietrze ma dostęp do całego wnętrza rurki. Elektrolitem jest ług potasowy (KOH). zaś elektrodą wywołującą reakcję, która wywiązuje wolne elektrony, a więc daje przepływ elektryczności, jest jak zwykle cynk. Obok oryginalnego więc kształtu węgielka, uderza zupełny brak depolaryzatora. Węgiel elektrody dodatniej nie jest zresztą wykonany w takiej konsystencji jak zwykle: jest on porowaty i co najważniejsze zawiera domieszkę tego właśnie katalizatora, który przyśpiesza reakcję wiązania wodoru przez tlen z powietrza. Co jest tym katalizatorem — autorzy (dr. K. Kordesch i inż. A. Marko) nie podają. W każdym razie nie ulega wątpliwości, że reakcja przebiega sprawnie, o wiele dokładniej i szybciej niż przy depolaryzatorze braunsztynowym. Dowodem na to jest krzywa wyładowania wskazana na rys. 2. Ogniwo Lechanché oraz nowe ogniwo, o tej samej wadze 100 gramów, wyładowywano po 7 godzin dziennie. Przewaga nowego ogniwa w utrzymywaniu stałości napięcia i tym samym trwałości jego pracy jest jaskrawa, a nawet wydaje się nieco przesadzona.

Produkcja ogniw została już podjęta w Wiedniu, źródło z którego korzystamy („Radiotechnik") nie podaje wszakże ważnej sprawy,

a mianowicie jego ceny w porównaniu z ogniwem zwykłym. Jednak gdyby nawet ta cena miała być kilkakrotnie wyższa, wartość nowego ogniwa, dla zasilania przede wszystkim żarzenia lamp bateryjnych, byłaby nieoceniona ze względu na idealną niemal stałość napięcia, utrzymującego się na wysokości 1,15 wolta.

Podczas publicznej demonstracji poddano nowe ogniwo ciekawej próbie, wykazującej rolę i działanie powietrza jako depolaryzatora. Do otworu rurki węglowej wprowadzono mianowicie niewielki strumień azotu z butli. Żaróweczka paląca się z ogniwa natychmiast prawie przygasła. Z chwilą przerwania napływu azotu ogniwo wróciło szybko do normalnego napięcia, żaróweczka bowiem ponownie rozświeciła się. Następnie wprowadzono strumień tlenu z innej butli — żaróweczka rozświeciła się silniejszym światłem, na dowód że depolaryzacja funkcjonowała jeszcze energiczniej.

Jak więc już poprzednio zaznaczaliśmy w martwej i skostniałej dziedzinie, jaką dotychczas były ogniwa i złożone z nich baterie widać nareszcie pewien i to poważny postęp.

Przegląd schematów

Schemat Nr. 85 przedstawia układ odbiornika Philips 768A. Jest to trzylampowa superheterodyna bez stopnia wzmocnienia częstotliwości akustycznej.

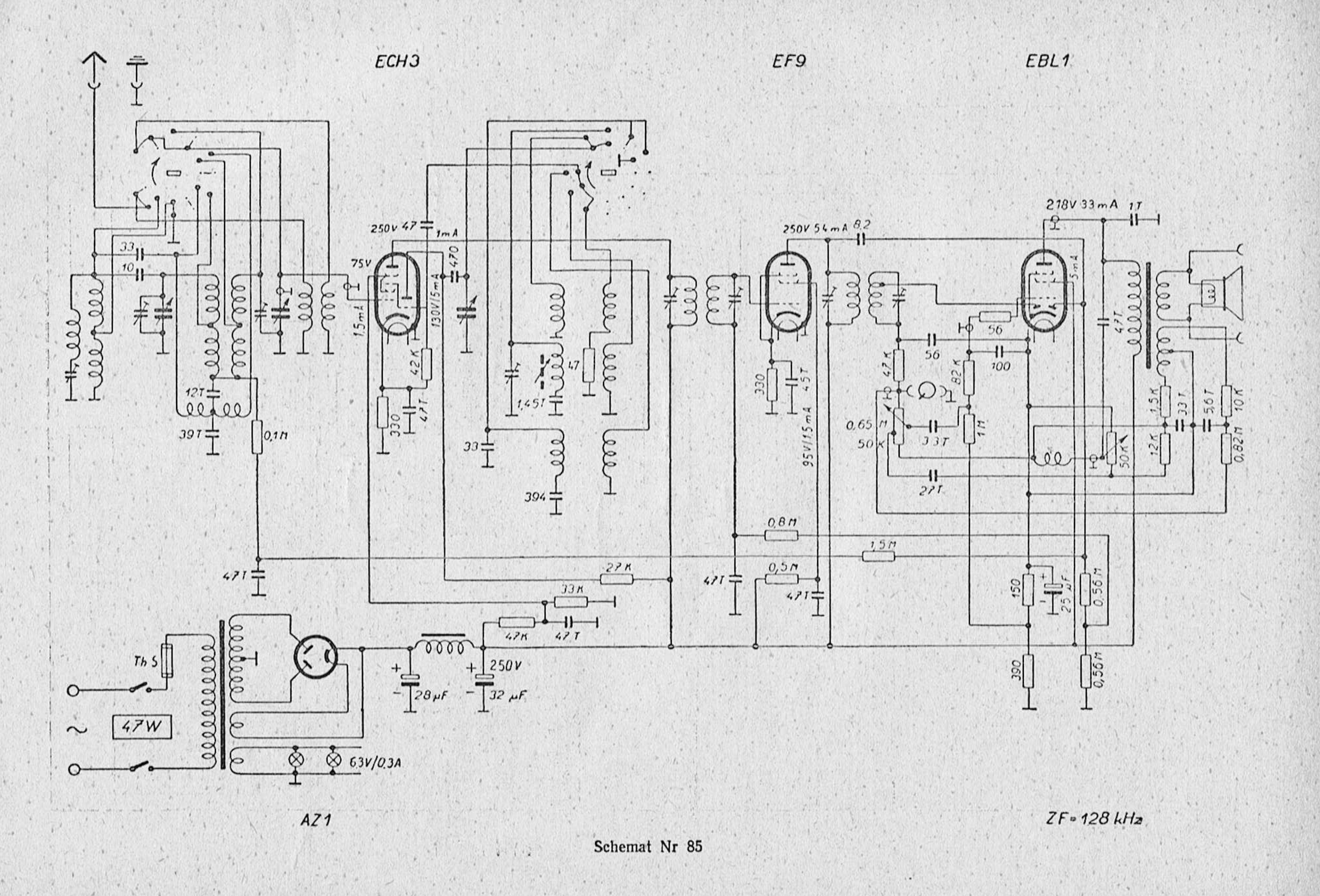
Obwód wejściowy jest dość skomplikowany. Na pierwszym miejscu widzimy filtr upływowy LC strojony na częstotliwość pośrednią układu t.j. 128 kc/s i zabezpieczający przeciw interferencjom ze strony radiostacji pracujących na częstotliwościach zbliżonych do tej ostatniej. Sprzężenie anteny z pierwszym obwodem strojonym jest mieszane, indukcyjno-pojemnościowe (kondensator 10 pF). Między obwodami filtra wstęgowego sprzężenie jest natomiast pojemnościowe, „od dołu", przy czym na falach średnich pracuje kondensator 39T, zaś na falach długich dwa kondensatory 12T i 39T w szereg. Ceweczki pokazane poziomo na schemacie służą do odrzucenia częstotliwości zwierciadlanych. Napięcie z anteny jest mianowicie doprowadzone przez kondensator 30 pF do obwodu, lecz w odwrotnej fazie niż należy i w ten sposób kompensuje się odbicia zwierciadlane, jakie mogą się dać we znaki przy niskiej częstotliwości pośredniej. Na falach krótkich ten układ jednak nie działa, a na tym zakresie odbicia zwierciadlane są właśnie najliczniejsze. Poza tym na tym ostatnim zakresie nie działa automatyka w stosunku do pierwszej lampy, bowiem siatka jej jest połączona, poprzez cewkę obwodu strojonego, wprost do masy. Działanie automatyki na falach krótkich musi więc być niezadowalające, zwłaszcza że dla lampy EF9 wykorzystana jest tylko połowa rozporządzalnego napięcia.

Układ obwodów oscylatora jest dość konwencjonalny, z cewkami przełączanymi i paddingami o pojemnościach charakterystycznych dla niskiej częstotliwości pośredniej. Dalszy bieg układu jest dość prosty i normalny, ale tylko do miejsca, gdzie urządzona jest kontrola barwy głosu. Jest to mianowicie skomplikowany układ mostkowy, obejmujący transformator głośnikowy, gdzie do tego celu istnieje specjalne uzwojenie. Poprzez zespół oporów i kondensatorów doprowadza się napięcie ujemnego sprzężenia zwrotnego do potencjometra regulacji głosu (0,65 MΩ). Z drugiej jednak strony dochodzi napięcie zmienne z anody lampy głośnikowej (poprzez pojemność 47T) do regulatora barwy tonu (50 KΩ), który bierze udział w wielkości i rozdziale ujemnego sprzężenia zwrotnego, nadając mu charakterystykę częstotliwości zależną od położenia ślizgacza potencjometra. Jest to jeden z najbardziej skomplikowanych układów kontroli barwy głosu w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego, dokładnego wyjaśnienia którego jednak nie ogłoszono.

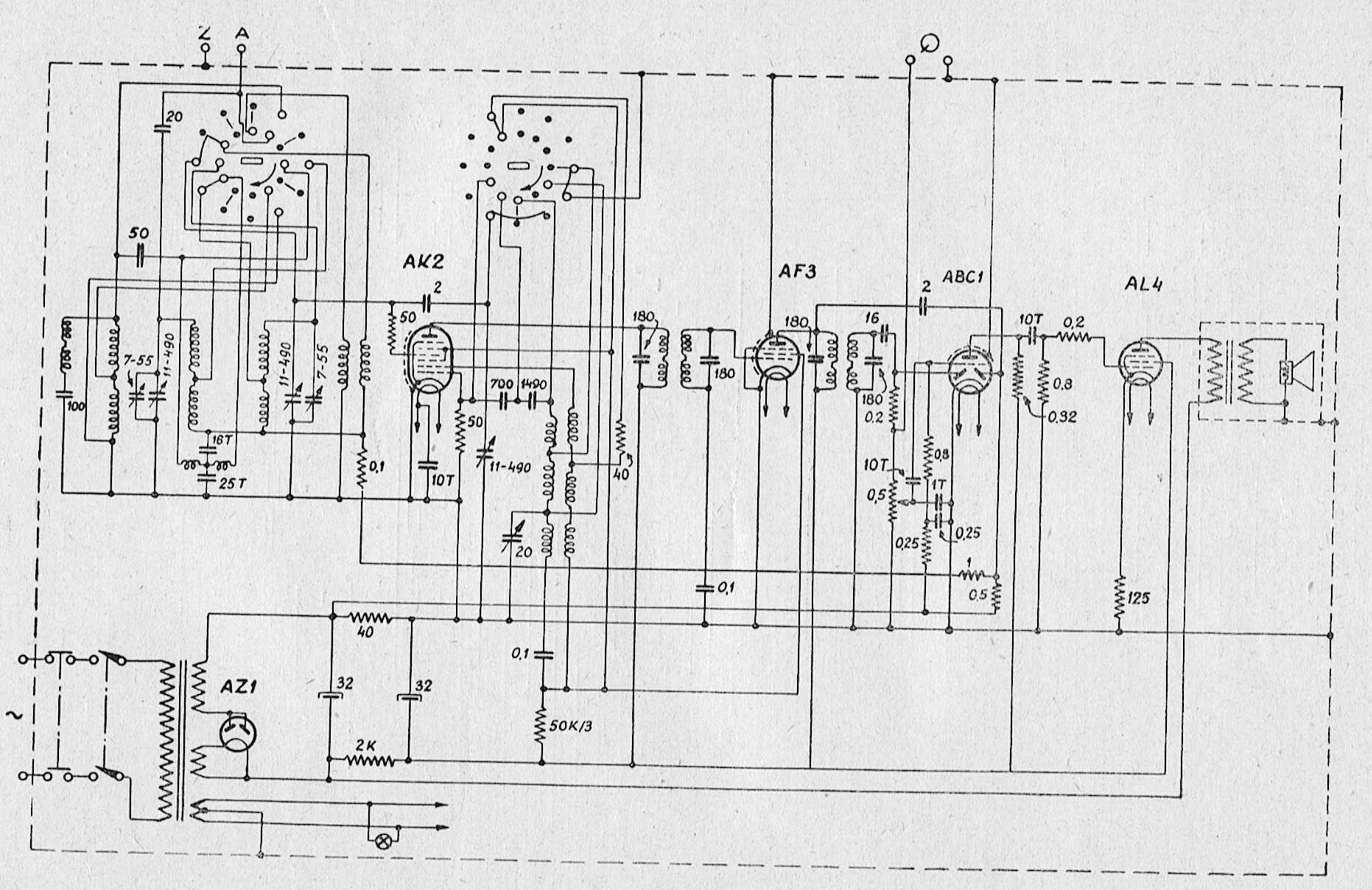
*

Schemat Nr. 86 jest układem odbiornika Philipsa produkowanego również i w Polsce pod nazwą Pionier. Obwody wejściowe są zupełnie analogiczne do poprzednich, z tym jednak że lampa miksująca jest objęta automatyką również i na zakresie fal krótkich. Również i obwody oscylatora są proste, choć różnią się od poprzednich tym, że są raczej spinane niż przełączane, co jest zresztą dogodniejsze ze względu na to, że przez niektóre cewki płynie prąd anodowy. Między statorami dwu sekcji kondensatora obrotowego wmontowana jest maleńka pojemność 2 pF, dająca neutralizację wpływu oscylatora na wejście. Dalej układ jest już najzupełniej konwencjonalny i dla odmiany nie posiada wcale ani kontroli barwy głosu, ani ujemnego sprzężenia zwrotnego, choć rozporządza stopniem wzmocnienia częstotliwości akustycznej.

Odbiornik powyższy odznacza się bardzo specjalną i charakterystyczną konstrukcją, w której lampy i rozmaite elementy są w różnych kierunkach przymocowane od razu do skrzynki bakelitowej. Dla serwisu system ten jest bardzo niewygodny.



Schemat Nr 85



Schemat Nr 86

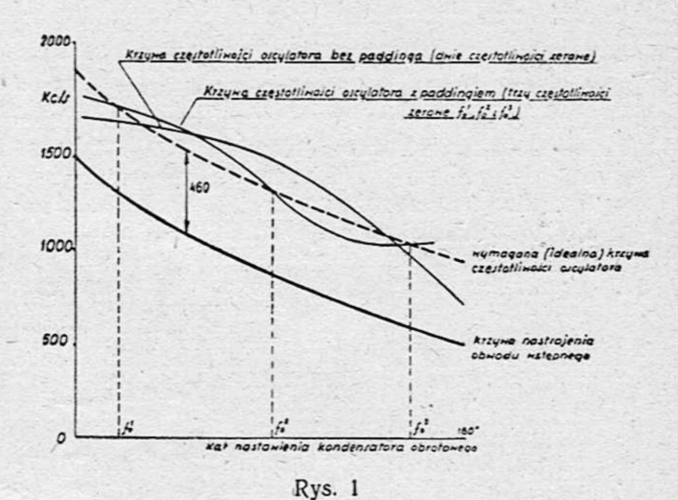
Uproszczone obliczenie obwodu oscylatora superheterodyny

System odbioru superheterodyny polega, jak to dobrze wszystkim wiadomo, na działaniu lokalnego oscylatora. Napięcie szybkozmienne tegoż oscylatora działa na jedną z siatek lampy „mieszającej". Na inną siatkę przykładamy napięcia z anteny, wyodrębnione w pewnej mierze wstępnym obwodem strojonym. Dzięki działaniu lampy mieszającej w jej anodzie pojawiają się napięcia różnych częstotliwości, jak suma i różnica częstotliwości przyłożonych do siatek, ich harmoniczne oraz różne kombinacje. W anodzie lampy mieszającej znajduje się obwód ostro strojony na jedną z tych częstotliwości, a mianowicie na ich różnicę. Tę też częstotliwość, zwaną „pośrednią", obwód ten wyodrębnia, uwypukla odrzucając pozostałe.

Uzyskanie jednej i zawsze stałej częstotliwości pośredniej zmusza do tego, aby częstotliwość oscylatora lokalnego była o tę właśnie częstotliwość pośrednią większa od częstotliwości stacji odbieranej i to w każdym punkcie skali i na każdym zakresie fal. Częstotliwość drgań określona jest przez dane obwodu wg. wzoru Thompsona $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ i łatwo ją nastawić na każdą żądaną wartość. Trudność polega na tym, że to nastawienie jest, jak wyżej podaliśmy, ściśle związane z nastawieniem obwodu lub obwodów wstępnych i odbywa się z pomocą jednej z sekcji kondensatora obrotowego, identycznej z pozostałymi. Niekiedy stosuje się specjalne sekcje dla obwodu strojonego oscylatora, o innym wykroju płytek. Niestety, cały charakter sekcji oscylacyjnej kondensatora obrotowego jest inny dla każdego zakresu fal, stosuje się więc raczej rzadko. Jako znany wyjątek, gdzie właśnie można stwierdzić ten system, podamy odbiornik S.R.A. Radiola („Radio" Nr. 9/1946 r.). Tutaj jednak zajmiemy się powszechnie stosowanym systemem, gdzie zarówno obwody wstępne jak i obwód oscylatora są nastrajane takimi samymi sekcjami kondensatora obrotowego. System ten daje zresztą tak doskonałe wyniki, że nie ma doprawdy poważnego powodu, żeby szukać wątpliwych ulepszeń.

Aby więc podwyższyć częstotliwość drgań oscylatora w stosunku do nastawienia obwodu wstępnego LC, zmniejszamy odpowiednio indukcyjność cewki L dla każdego zakresu i poza tym włączamy w szereg do obwodu kondensator (przeważnie stały, niekiedy nastawialny) i w ten sposób redukujemy pojemność obwodu C. Jeśli nastawienie L oraz wartość kondensatora szeregowego (paddinga) będą właściwie dobrane, to odchylenia od właściwej częstotliwości oscylatora będą wzdłuż całego zakresu niewielkie i odbierane stacje wraz z wstęgami bocznymi zmieszczą się w szerokości wstęgi obwodów wstępnych oraz obwodów częstotliwości pośredniej.

Na rys. 1 podany jest przebieg krzywej częstotliwości nastrojenia obwodu wstępnego od-



Rys. 1

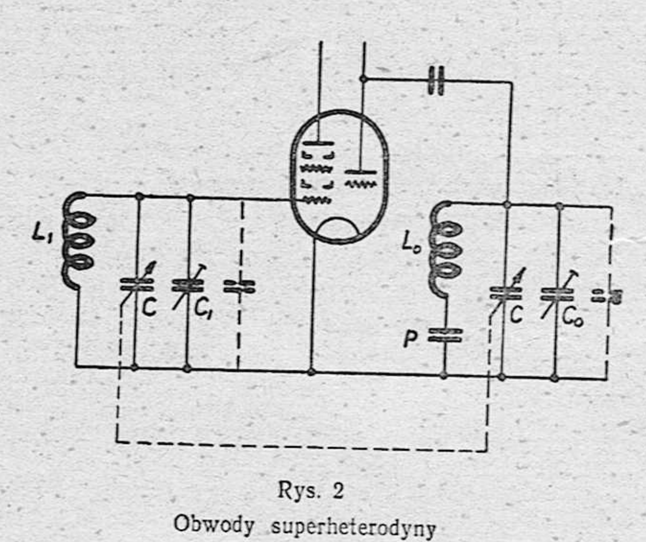
Krzywe nastrojenia obwodów superheterodyny

biornika, w zależności od kąta nastawienia kondensatora obrotowego. Nad tą krzywą jest druga, która wskazuje potrzebną częstotliwość oscylatora. Ta ostatnia jest o wartość liczbową częstotliwości pośredniej większa, tzn. jest taka, jaka być powinna w wypadku idealnym. Na tej krzywej odłożone są inne krzywe, które podają przebieg częstotliwości oscylatora w wypadkach rzeczywistych. Jedna z nich, ta która przecina krzywą idealną w dwóch punktach, powstaje gdy nie stosuje się paddinga. Odchylenia są wtedy, jak widzimy, większe. Układ bez-paddingowy jest stosowany bardzo często na zakresie fal krótkich, a to z powodu płaskiej stosunkowo selektywności obwodu wstępnego. O nastawieniu decyduje więc na tym zakresie wyłącznie częstotliwość oscylatora, zaś o selektywności układu — obwody filtrów wstęgowych pośredniej częstotliwości.

Na zakresach średniofalowym, a zwłaszcza długofalowym, takie odchylenie jest za duże i trzeba koniecznie stosować paddingi, indywidualne dla każdego zakresu. Wtedy osiąga się drugą krzywą, która przecina krzywą idealną już nie w dwóch, lecz w trzech punktach i daje odchylenie od ideału naturalnie mniejsze. Punkty, w których krzywa rzeczywista przecina krzywą idealną nazywamy punktami zerowymi. Dla nich przeprowadza się obliczenia

obwodu i dla nich dokonuje się dostrojenia na gotowym odbiorniku.

Obliczenia stałych obwodu oscylatora dla każdego zakresu fal nie są bynajmniej trudne ani skomplikowane. Są one jednak dość żmudne zwłaszcza dlatego, że dokładność dość licznych obliczeń pośrednich musi być wysoka i wymaga stosowania tablic logarytmicznych pięcio- lub sześciocyfrowych, względnie maszyn do liczenia. To wszystko dlatego, że trzeba odejmować od siebie dość duże liczby i ich różnica ma znaczenie dla ostatecznego wyniku. Jeżeli te podstawowe liczby są niezbyt dokładne, odpowiedź będzie zupełnie niemiarodajna. Oczywiście że dla fabryki odbiorników poświęcenie jednego lub dwu dni przez jednego pracownika - projektanta nie ma żadnego znaczenia, ale dla radioamatora lub technika jest to wszystko zbyt skomplikowane. Toteż nie będziemy ich tutaj przedstawiać Czytelnikom, ale podamy tylko drogę do nich oraz źródła do ich rozwiązania dla tych, których może to jednak szerzej interesować.



Rys. 2

Obwody superheterodyny

Na rys. 2 mamy normalny układ obwodu wstępnego oraz obwodu oscylatora superheterodyny, przy czym wszelkie nieistotne dla obecnego obliczenia szczegóły zostały pominięte.

Przede wszystkim przerachowujemy obwód wejściowy. Znamy początkową i końcową częstotliwość zakresu oraz największą i najmniejszą pojemność kondensatora obrotowego Cmax i Cmin. Jeżeli stosunek najwyższej częstotliwości do najniższej nazwiemy $A = \frac{f_{max}}{f_{min}}$ to możemy napisać

$$\frac{f^2_{max}}{f^2_{min}} A^2 = \frac{C_{max} + C_1}{C_{min} + C_1}$$

Z rys. 2 widać, że jako C_1 oznaczyliśmy sumę pojemności trimmera oraz przewodów, podstawki lampy itd. zwane pojemnościami rozproszonymi. W równaniu powyższym nieznane jest właśnie C_1, co łatwo znajdziemy, po niewielkiej przeróbce

$$C_1 = \frac{C_{max} - A^2 . C_{min}}{A^2 - 1}$$

Poza tym należy określić indukcyjność L_1, co da nam wzór Thompsona:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_{min})^2 . (C_{max} + C_1)}$$

Kiedy już znaleźliśmy C_1 i L_1, można będzie w następstwie znaleźć pojemność kondensatora obrotowego, na jaką trzeba go będzie nastawić przy dowolnej częstotliwości f. Będzie to mianowicie:

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 . L_1} - C_1$$

Przejdziemy teraz do obwodu oscylatora z rys. 2. Pojemność obwodu, którą nazwiemy dla skrócenia K, będzie oczywiście:

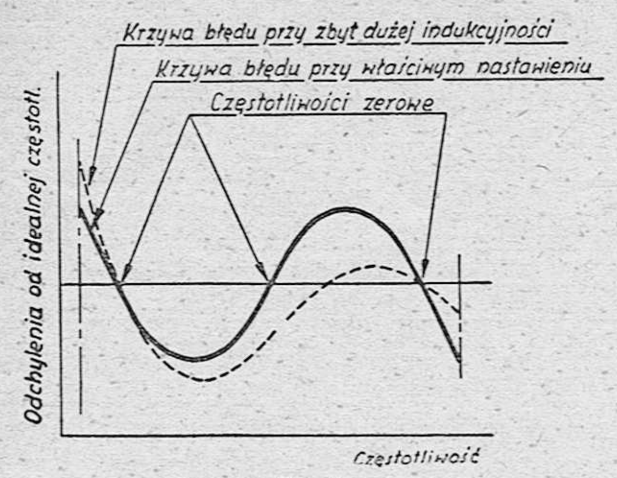
$$K = \frac{(C + C_0) . P}{C + C_0 + P}$$

gdzie C_0 jest znowu sumą pojemności trimmera i rozproszonej, zaś P jest pojemnością kondensatora skracającą, czyli paddingiem.

Przechodzimy teraz do sedna rzeczy. Dla którejkolwiek z częstotliwości „zerowych" obwodu oscylacyjnego, tj. takich, gdzie krzywa rzeczywista przebiegu częstotliwości oscylatora przecina krzywą idealną i gdzie błąd jest równy zeru, możemy napisać:

$$L_0 . K = \frac{1}{(2\pi f_0)^2}$$

Co jest nieznane w obwodzie oscylacyjnym? Mamy mianowicie trzy niewiadome: indukcyjność cewki L_0, pojemność trimmera C_0 oraz pojemność paddinga P. Aby zaś znaleźć trzy niewiadome, musimy, jak doskonale z matematyki szkolnej wiadomo, mieć trzy równania. Takie właśnie trzy równania posiadamy, możemy bowiem napisać jedno dla każdej z trzech częstotliwości zerowych, uprzednio zresztą obliczywszy każdorazowo odpowiednią pojemność C kondensatora obrotowego oraz pamiętając, że f_0 jest częstotliwością nastrojenia obwodu wstępnego plus wartość częstotliwości pośredniej. Mamy więc trzy równania jw. z trzema niewiadomymi, które możemy rozwiązać i brakujące dane otrzymać. Tu jednak zaczynają się trudności. Przede wszystkim częstotliwości zerowe nie są ustalone z góry. Trzeba je przyjąć w sposób dość arbitralny, tak jednak, żeby błędy, jakie pomiędzy nimi nie-



Rys. 3

Krzywe błędu obwodów superheterodyny

uchronnie powstają, były jak najmniejsze. Udowodniono więc matematycznie, że błędy będą najmniejsze, kiedy poszczególne wierzchołki krzywej błędu będą p. prostu równe sobie. To właśnie przedstawia rys. 3, zaczerpnięty z książki Termana Radio Engineering Handbook.

Jeżeli więc częstotliwości zerowe zostaną ustalone i to prawidłowo, co jednak nie jest łatwe, mogą być jednak zaczerpnięte z analogicznych układów, możemy przystąpić do obliczeń. Tu napotykamy na wspomniane trudności matematyczne, przy czym należy dodać, że najłatwiejsze podejście i sposoby rozwiązania podane są w wyżej wymienionej książce.

W literaturze spotyka się kilka prostszych rozwiązań, z których na pierwszy plan wysuwa się praca K. Fränza w czasopiśmie Hochfreguenz - technik und Elektroakustik z r. 1942 i 1943, gdzie podane są krzywe, z których można znaleźć wszystkie potrzebne dane, bez konieczności podawania częstotliwości zerowych. Krzywe te obejmują szereg stron i nie nadają się do reprodukcji, powinniśmy zaś podkreślić, że obliczenie wszystkich potrzebnych do narysowania ich punktów stanowi prawdziwy wyczyn matematyczny, możliwy tylko przy zaangażowaniu szeregu zawodowych matematyków uzbrojonych w maszyny do liczenia. Zaś po narysowaniu krzywych, każdy może z nich obecnie korzystać z największą łatwością.

Ostatnio ukazały się nowe wykresy, bardziej dostosowane do użytku amatorów i techników (P. V. Prooijen Q. S. T. Maj 1940). Podaje je rys. 4, przy czym oznaczenia różnią się nieco od wyżej zastosowanych. Z wykresów tych znajdujemy z łatwością wszystkie składniki obwodu oscylatora mając jedynie górną i dolną częstotliwość odbieraną f_{max} i f_{min}, dalej częstotliwość pośrednią fp, wreszcie największą i najmniejszą pojemność obwodu wstępnego C_{max} i C_{min}, , które tu jednak zawierają już w sobie pojemność trimmera oraz rozproszoną. Z wartości tych obliczamy

$$n = \frac{0,5\,(f_{max} + f_{min})}{f_{pośr}} \quad \text{oraz } A = \frac{f_{max}}{f_{min}}$$

i przystępujemy natychmiast do znalezienia poszukiwanych danych. Dla znanego n znajdujemy odpowiedni punkt na linii oznaczonej jako $\frac{L_0}{L_1}$ lub $\frac{L_1 - L_0}{L_1}$. Odnośna liczba na osi pionowej poda wynik w procentach. Następnie dla właściwego A znajdujemy odpowiedni punkt na grupie krzywych $\frac{P}{C_{max}}$ i odczytem na lewej skali pionowej otrzymamy wynik, ale juz w liczbie prostej, nie w procentach. Podobnie postąpimy dla grupy krzywych $\frac{C_0}{C_{min}}$ otrzymując wynik znowu w procentach.

Prosty przykład wyjaśni wszelkie wątpliwości. Chcemy pokryć zakres od 500 do 1500 kc/s, stosunek tych częstotliwości wynosi więc $A = \frac{1500}{500} = 3$. Jeżeli całkowitą pojemność początkową określimy na 60 pF, to sumaryczna pojemność końcowa musi wynosić oczywiście $60 \cdot A^2 = 60 \cdot 3^2 = 540$ pF. Zmiana pojemności kondensatora obrotowego ma być więc 0 — 480 pF. Ze znanego wzoru

$$L_{\mu H} \cdot C_{pf} = \frac{253 \cdot 10^8}{f^2}$$

znajdziemy łatwo $L_1 = 188$ μH i ustalimy obwód wstępny.

Potrzebną wartość n znajdujemy mając największą i najmniejszą częstotliwość zakresu oraz czestotliwość pośrednią (460 kc/s)

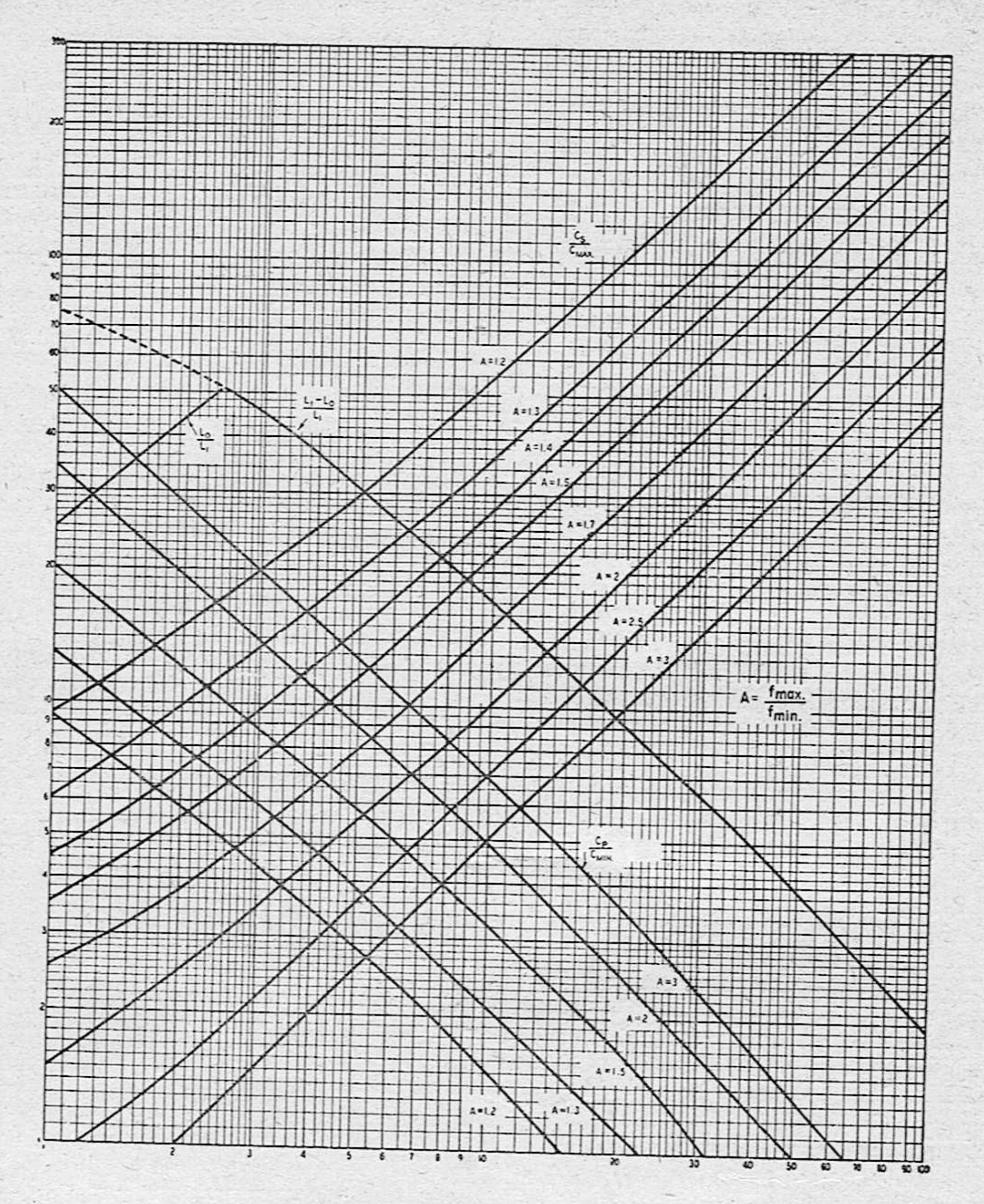
$$n = \frac{0,5\,(1500 + 500)}{460} = 2,17$$

Z rys. 4 znajdujemy punkt przecięcia n = = 2,17 z linią $\frac{L_0}{L_1}$. Na osi pionowej znajdujemy naprzeciw tego punktu przecięcia cyfrę 46, co oznacza, jak już wiemy:

$$\frac{L_0}{L_1} = 46\% = 0,46$$

a stąd $L_0 = 0,46 \cdot 188 = 86,5$ μH.

Znajdujemy teraz przecięcie linii pionowej dla n = 2,17 z krzywą dla A = 3 w grupie krzywych dla $\frac{P}{C_{max}}$. Na lewo, na osi pionowej odczytujemy 1,1. Znaczy to, że $\frac{P}{C_{max}} = 1,1$,



Rys. 4
Wykresy do obliczania stałych obwodu oscylatora. Oś pozioma oznacza n

a więc pojemność paddinga wynosi:

$$P = 1,1 \cdot 540 = 595 \ _{p}F$$

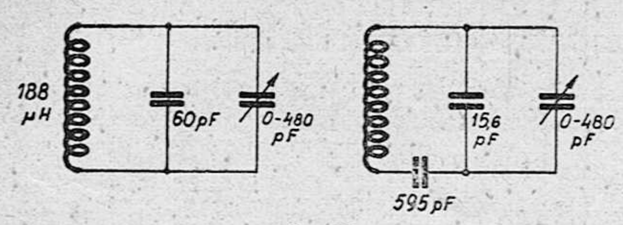
Aby znaleźć potrzebną pojemność minimalną obwodu oscylacyjnego, znajdujemy punkt przecięcia linii pionowej dla n = 2,17 z krzywą dla A = 3 w grupie krzywych dla $\frac{C_0}{C_{min}}$. Na lewo, na osi pionowej odczytujemy cyfrę 26, a stąd

$$C_o = 0,26\ C_{min} = 0,26 \cdot 60 = 15,6_{p}F$$

Wszystkie dane obwodu oscylatora, tak obliczone, figurują teraz na rys. 5. Można tam następnie z łatwością rozbić C_{min} na pojemności trimmerów oraz rozproszone.

Krzywa oznaczona jako $\frac{L_1 - L_0}{L_1}$ służy do bardziej dokładnego obliczenia indukcyjności obwodu oscylatora, zwłaszcza gdy różnica między L_1 i L_0 jest niewielka, co ma miejsce na zakresie fal krótkich. Weźmy np. n = 5, wtedy linia pionowa dla tej liczby przecina krzywą $\frac{L_1 - L_0}{L_1}$ przy 30, co oznacza

$$\frac{L_1 - L_o}{L_1} = 30\% = 0,3$$



Rys. 5.
Obliczone obwody superheterodyny. Indukcyjność cewki oscylatora wynosi 86,5 µH

co możemy jeszcze napisać po małej przeróbce:

$$\frac{L_o}{L_1} = 0{,}7$$

Nie znamy podstaw, na jakich oparł autor swoje wykresy. Jednak otrzymane wyniki wydają się prawdopodobne, choć wymagają sprawdzenia teoretycznego i praktycznego. Wielka prostota ich użycia przemówi jednak do amatorów i techników i skłoni ich zapewnie do jej stosowania.

Znalezienie stałych obwodów nie stanowi jednak końca prac obliczeniowo-przygotowawczych. Otóż uproszczone, graficzne metody znajdywania tych stałych dają ogromne ułatwienie, odpadają bowiem żmudne i aż nazbyt dokładne obliczenia, zaś rezultat otrzymuje się prawie natychmiastowo i to bez uprzedniego wyznaczenia częstotliwości zerowych. Jednak znajomość częstotliwości zerowych, jakie z kolei wypadną przy otrzymanych i przyjętych stałych obwodów jest obsolutnie niezbędna, ponieważ na nich właśnie powinniśmy i będziemy później odbiornik zestrajać. Musimy je więc znaleźć, dokonamy zaś tego najlepiej metodą graficzną, wykreślając krzywą błędu, tak jak na rys. 3. Da to nam od razu dwie bardzo ważne rzeczy, a mianowicie: punkty zerowe oraz błąd, czyli wzajemne dostrojenie obwodów wstępnego oraz oscylatora i pozwoli na dokładne zorientowanie się w realnym wyniku obliczenia. Wykreślenie krzywej błędu na papierze milimetrowym nie jest trudne i wystarczy do tego obliczenie kilkunastu punktów. Tu jednak rachunki można robić na suwaku, tak że czas zużyty jest niewielki.

Częstotliwość oscylatora f_0 powinna być o wartość częstotliwości pośredniej f_p większa od częstotliwości obwodu wstępnego f_1. Jeżeli będzie pewne odchylenie, błąd absolutny Δ wyniesie:

$$\Delta = f_o - f_p - f_1$$

zaś błąd względny, którego właśnie szukamy, η:

$$\eta = \frac{f_o - f_p - f_1}{f_1}$$

co możemy jeszcze napisać:

$$\eta = \frac{f_o}{f_1} - \frac{f_p}{f_1} - 1$$

Z rys. 2 znajdujemy, stosując wzór Thompsona, dla obwodu oscylatora:

$$4\pi^2 f_o^2 L_o \frac{(C + C_o) P}{C + C_o + P} = 1$$

Zaś dla obwodu wstępnego:

$$4\pi^2 f_1^2 L_1 (C + C_1) = 1$$

Z równań tych eliminujemy wartość C pojemności kondensatora obrotowego. Znajdujemy ją mianowicie z drugiego równania i podstawiamy do pierwszego. Po łatwych uproszczeniach otrzymujemy

$$\frac{f_o}{f_1} = \sqrt{\frac{1 + (P + C_o - C_1) \,.\, L_1 \, 4\pi^2 f^2}{[1 + (C_o - C_1) L_1 \,.\, 4\pi^2 f^2_1] \, PL_o . 4\pi^2 f_1^2}}$$

We wzorze tym pojemności powinny być w faradach (pF . 10^{-12}), indukcyjności w henrach (µH . 10^{-6}), zaś częstotliwość w c/s (kc/s . 10^3). Stosując normalne jednostki, pikofarady — mikrohenry — kilocykle na sekundę, każdy z wyrazów kształtu $CL4\pi^2 f^2$ musimy pomnożyć przez 10^{-12}.

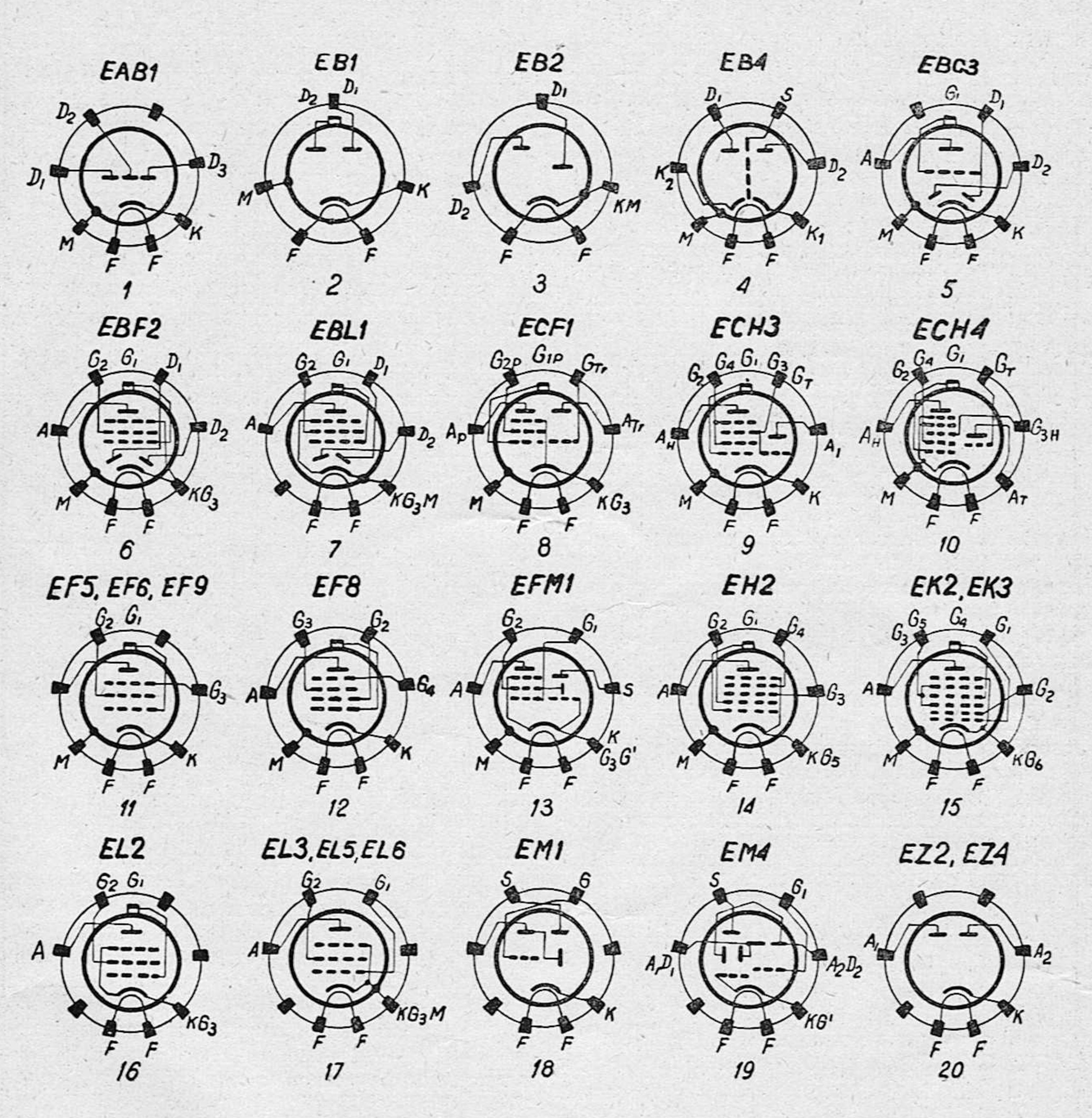
Po wstawieniu do powyższego wzoru liczbowych wartości na pojemności i indukcyjności, jakie poprzednio znaleźliśmy, obliczamy $\frac{f_o}{f_1}$ dla kilkunastu wartości f_1, jak również $\frac{f_p}{f_1}$ i wykreślamy krzywą błędu względnego η dla całego zakresu fal. Otrzymujemy wykres podobny do rys. 3, z którego określimy czy praca nasza dała zadowalające wyniki pod względem odchylenia częstotliwości oscylatora od idealnej. Z przecięcia krzywej z osią wypadną również potrzebne częstotliwości zerowe.

LAMPY SERII E (boczno-kontaktowe)

Napięcie żarzenia 6,3 V.

Typ	Opis	Cokół	Napięcie żarzenia V	Anoda V	Anoda mA	Ekran V	Ekran mA	Siatka V	Rkat Ω	μ V/V	S mA/V	ρ KΩ
EAB1	trio-dioda	1	0,2	200 max	0,8							
EB1	duo-dioda	2	0,25	200 max	0,8							
EB2	duo-dioda	3	0,24	200 max	0,8							
EB4	duo-dioda	4	0,2	200 max	0,8							
EBC3	duo-dioda trioda	5	0,2	200 max 250	0,8 5			-5.5	1000	30	2	15
EBF2	duo-dioda pentoda w. cz.	6	0,2	200 max 250	0,8 5	100	1.6	-2/-38			1,8	1500
EBL1	duo-dioda pentoda głośn.	7	1.5	200 max 250	0,8 36	250	5	-6	160		9,5	50
ECF1	trioda pentoda w. cz.	8	0,2	150 250	9 5	100	2	-2 -2/-38		23	2,5 2,5	9 1200
ECH3	trioda heksoda	9	0,2	150 250	3 3	100	3	-10 -2/-23		24	2 8 0,65	1300
ECH4	trioda heksoda	10	0,35	150 250	4,5 3	100	6	-5 -2/-24		22	3,2 0,75	1400
EF5	pentoda w. cz.	11	0,2	250	8	100	2,5	-3/-34			1,7	1200
EF6	pentoda w. cz.	11	0,2	250	3	125	0.8	-2			1.8	2500
EF8	pentoda w. cz.	12	0,2	250	8	250	0,2	-2/-2			1,8	450
EF9	pentoda w. cz.	11	0,2	250	6	100	1,7	3/-39			2.2	1250
EFM1	pentoda w. cz. oko magiczne	13	0,2	250	4,5			-2/-20			0,6	2300
EH2	heksoda	14	0,2	250	4,2	100	2.8	-3/-25			1,4	1000
EK2	oktoda	15	0.2	250	2,1	80	1,5	-4/-40			0.55	1500
EK3	oktoda	15	0,65	250	2,5	100	5,5	-3/-42			0,65	2000
EL2	pentoda głoś.	16	0,2	250	32	250	4,5	-18	500		2,8	70
EL3	pentoda głoś.	17	0,9	250	36	250	4	-6	150		9	50
EL5	pentoda głoś.	17	1,3	250	72	275	7	-14	175		8.5	22
EL6	pentoda głoś.	17	0,1	250	72	250	8	-7	90		14,5	20
EM1	oko magiczne	18	0,2	250				0/-5				
EM4	oko magiczne	19	0.2	250				0/-10				
EZ2	prostownicza	20	0,4	2×350	60							
EZ4	prostownicza	20	0,9	2×400	175							

COKOŁY


EAB1
1
EB1
2
EB2
3
EB4
4
EBC3
5
EBF2
6
EBL1
7
ECF1
8
ECH3
9
ECH4
10
EF5, EF6, EF9
11
EF8
12
EFM1
13
EH2
14
EK2, EK3
15
EL2
16
EL3, EL5, EL6
17
EM1
18
EM4
19
EZ2, EZ4
20

Lampa prostownicza — żarzona bezpośrednio czy pośrednio?

W odbiornikach na prąd zmienny lampa prostownicza jest, prawie bez wyjątku, żarzona bezpośrednio. Najczęściej spotykanym typem jest AZ1 lub AZ11 i bez przesady można powiedzieć, że do tych lamp tak przyzwyczailiśmy się, że nie odczuwa się żadnej potrzeby zmiany czy ulepszenia w tym punkcie układu odbiornika. Lampy tych typów procują doskonale, są tanie i trwałe, jakiekolwiek defekty, jak np. wewnętrzne zwarcia są nadzwyczaj rzadkie — czegóż więc szukać?

W odbiornikach uniwersalnych nie można oczywiście stosować bezpośrednio żarzonych. Żarzenie następuje tam z ogólnego łańcucha włókien żarzonych wprost z sieci. Katoda lampy prostowniczej, wyznaczająca najwyższy plus układu, musi być należycie izolowana od żarzenia zarówno swojego własnego jak i innych. Stosuje się więc lampy dostosowane do tych wymagań jak np. popularne CY1, CY2, UY1N, UY11, UY21, 25Z6 itp.

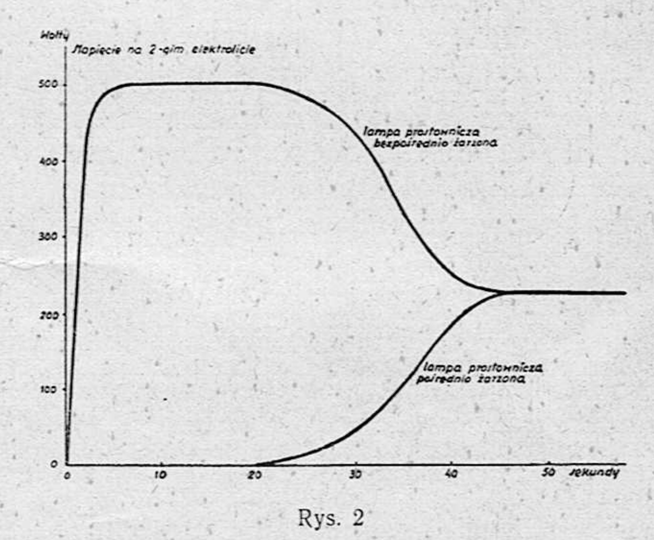
Widzimy więc zasadniczą różnicę między rodzajem lamp stosowanych tam, gdzie możemy izolować odrębnie żarzenie lampy prostowniczej, a tam gdzie jest to niemożliwe i izolacja musi być dokonana wewnątrz samej lampy prostowniczej. Taki stan rzeczy musi mieć jakieś powody i wynikiem muszą być jakieś skutki.

Jednym z powodów stosowania lamp żarzonych bezpośrednio jest bezwątpienia tradycja. Jeszcze przed wprowadzeniem cokołu boczno-kontaktowego, stosowano lampy typów RGN 1064, 506, 1805 lub tp., które nie różnią się niczym elektrycznie od ich nowszych pobratymców. Dobre wyniki osiągane od dawnych czasów spowodowały, że ten punkt układu został pozostawiony bez zmiany. Czy jednak słusznie?

Rys. 1

Układ zasilania z lampą prostowniczą żarzoną bezpośrednio

Z chwilą włączenia aparatu o bezpośrednim żarzeniu lampy prostowniczej, napięcie anodowe pojawia się już po kilku sekundach. Lampy odbiorcze, żarzone pośrednio, dochodzą do stanu normalnej pracy dopiero po upływie kilkudziesięciu sekund. W tym międzyczasie prostownik nie jest obciążony i ma miejsce znany każdemu podskok napięcia. Rys. 1 wskazuje normalny układ prostownika anodowego zasilający układ odbiornika poprzez uzwojenie wzbudzenia głośnika o oporności 2000 Ω. Normalny pobór prądu, w stanie ustalonym, wynosi 60 mA.



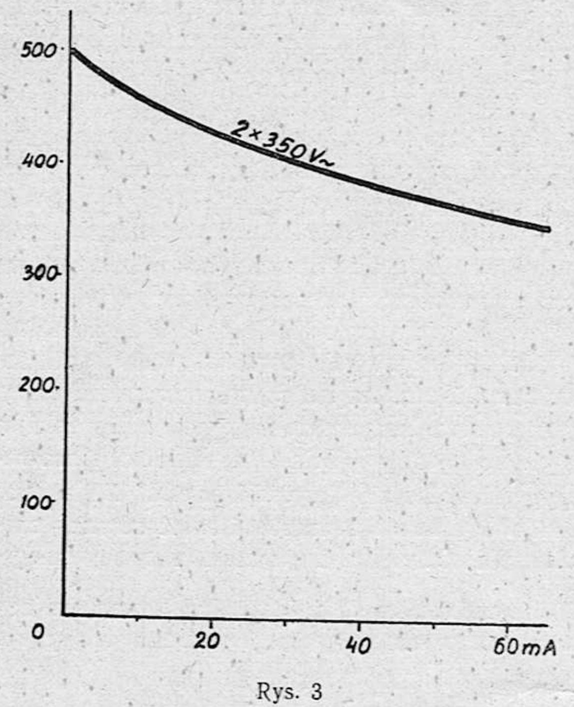
Rys. 2

Przebieg napięcia na drugim elektrolicie układu z rys. 1 oraz w wypadku zastąpienia lampy przez żarzoną pośrednio z opóźnieniem

Przyjrzyjmy się z kolei rys. 2. Z chwilą włączenia odbiornika do sieci, napięcie anodowe szybko rośnie i osiąga wartość około 500 woltów. Dopiero po upływie około 30 sekund, lampy odbiorcze zdążyły się nagrzać i pobierają prąd. Napięcie na drugim elektrolicie spada i to z dwóch powodów. Po pierwsze, że napięcie oddawane przez lampę prostowniczą na pierwszy kondensator elektrolityczny spada pod obciążeniem do około 350 wolt (Rys. 3), a po drugie objawia się spadek napięcia na cewce wzbudzającej głośnika 2000 Ω.

Widzimy więc, że aby normalnie pracować pod napięciem 350, względnie 230 wolt, kondensatory elektrolityczne muszą być przygotowane do ustawicznego „wypróbowywania" ich na napięcie 500 wolt. Jest to ich napięcie graniczne i stwierdzić trzeba, że ta każdorazowa „próba" nie jest bynajmniej potrzebna do

ich normalnego funkcjonowania. Przy tym wysokim napięciu elektrolity pobierają zresztą dość znaczny prąd i to jest powodem, że napięcie nie podskakuje jeszcze wyżej, do około 550 lub 600 wolt, jak by to miało miejsce gdyby transformator i prostownik nie były zupełnie obciążone.



Rys. 3
Napięcie ustalone na pierwszym elektrolicie w zależności od obciążenia

Przy każdorazowym przekręceniu wyłącznika sieciowego nie tylko elektrolity poddajemy próbie na wytrzymałość elektryczną. Napięcie anodowe dochodzi bowiem do całego układu i w swej pełnej wysokości dociera do każdej anody lampy i większości ich ekranów. „Próbuje“ ono poza tym szereg kondensatorów blokowych, a nawet sekcję oscylacyjną kondensatora obrotowego itd. itd.

Czy to wszystko jest potrzebne lub pożądane? Z całą pewnością nie! Można twierdzić, że z biegiem czasu, któraś z dotkniętych tym nieumyślnym zabiegiem części nie wytrzyma napięcia i spowoduje defekt odbiornika, czasem o daleko idących skutkach.

Na rys. 2 widzimy przebieg napięcia na drugim elektrolicie, gdy lampa prostownicza jest pośrednio żarzona. Jest to przebieg trochę wyidealizowany, założono bowiem, że lampa prostownicza nagrzewa się dłużej niż lampy odbiorcze, co nie zawsze ma miejsce. W takim jednak wypadku napięcie na drugim elektrolicie nie wzrasta powyżej 230 wolt i odpowiednio zmniejsza się niebezpieczeństwo dla elektrolitów jak i dla pozostałych elementów układu.

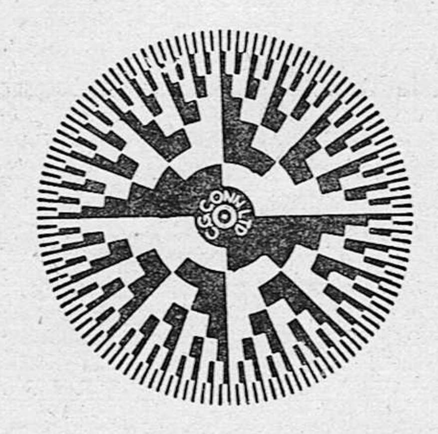
Jeżeli takie są zalety lampy prostowniczej o pośrednim żarzeniu, to narzuca się pytanie dlaczego nie jest ona w powszechnym użyciu. Trudno na to pytanie odpowiedzieć. Może gra rolę tu, jak wspomnieliśmy na wstępie, tradycja, może inne względy. Trudno np. twierdzić, że produkcja lamp bezpośrednio żarzonych jest tańsza, bo u nas lampa AZ1 i UY1N produkcji krajowej kosztuje ściśle to samo, a mianowicie 22,50 zł.

Lampy pośrednio żarzone są dwóch rodzajów. Takie, które wytrzymują między swym grzejnikiem a katodą wysokie napięcie stałe i zmienne (np. EZ4 lub EZ11) i mogą być żarzone z tego samego źródła co i pozostałe lampy (akumulator samochodowy lub uzwojenie transformatora sieciowego) oraz takie, które są przeznaczone do żarzenia z odrębnego uzwojenia transformatora, izolowanego i połączonego jednym końcem z katodą tj. plusem napięcia anodowego. Do takich typów zalicza się EZ2 i 1883, przy czym ta ostatnia ma nawet już wewnętrznie połączoną katodę pewno będą, jak i my, zwolennikami lamp jest bez wątpienia tańszy w produkcji, ale jak to wykazaliśmy na przykładzie krajowych AZ1 i UY1N, nie musi to być wielka różnica. Gdyby nawet była w koszcie i cenie lamp pośrednio żarzonych o wysokiej izolacji a lampami bezpośrednio żarzonych pewna różnica, to zostanie ona z całą pewnością skompensowana mniejszym kosztem elekrolitów o napięciu nominalnym o wiele niższym. Można też wtedy stosować elektrolity o większej pojemności, z korzyścią dla filtracji. Odpadnie też, nieznaczny co prawda, koszt uzwojenia żarzenia lampy prostowniczej. Odpadnie też wiele uszkodzeń odbiorników.

Po rozważeniu więc wszystkich za i przeciw (tych ostatnich niewiele) Czytelnicy na pewno będą, jak i my, zwolennikami lamp prostowniczych pośrednio żarzonych o dużej bezwładności cieplnej i z zadowoleniem przyjmą do wiadomości, że w nowych seriach, jak np. Rimlock, lampy takie jak np. EZ40 lub EZ41 są zawarte i stosowane w nowych odbiornikach.

Stroboskopowy przyrząd do strojenia instrumentów muzycznych

Strojenie instrumentów muzycznych zwykłą metodą, przy pomocy kamertonu zajmuje wiele czasu i wymaga specjalnie wyczulonego ucha. Czynniki te stają się kłopotliwe w warunkach, gdy mamy do czynienia ze znaczną ilością instrumentów, jak np. w rozgłośniach radiowych, czy też w studiach filmowych. Zastosowanie

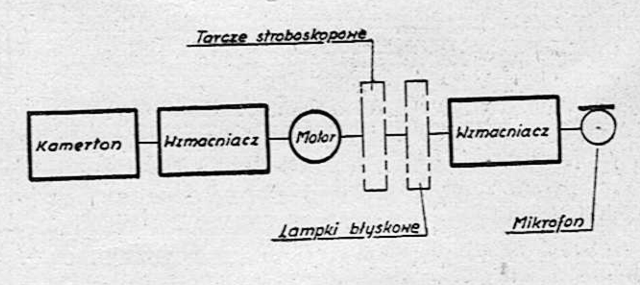


Rys. 1

szeregu nowoczesnych typów elektronowych instrumentów muzycznych, w niektórych wypadkach uniemożliwia dokładne ich zestrojenie przy pomocy zwykłych metod.

Dla przezwyciężenia tych trudności opracowany został elektronowy przyrząd do strojenia instrumentów, oparty na zasadzie stroboskopu. Zasadniczą część tego urządzenia stanowi zespół dwunastu obracających się przezroczystych tarcz. Każda tarcza zawiera siedem prążkowanych pierścieni, a każdy pierścień ma dwa razy tyle prążków, co poprzedni. W ten sposób skala instrumentu pokrywa 7 x 12, czyli 84 półtony w zakresie od 31,772 c/s do 4066,8 c/s. Wszystkie te dwanaście tarcz są na stałe zazębione ze sobą i napędzane wspólnym motorkiem synchronicznym. Ze względu na to, że wzajemny stosunek dwóch sąsiadujących ze sobą półtonów wynosi $1 : \sqrt[12]{2}$ a więc jest liczbą niewymierną, nie można skonstruować przekładni, która odpowiadałaby ściśle temu stosunkowi. Przez zastosowanie jednak pomiędzy poszczególnymi tarczami przekładni zębatej o stosunkach naprzemian 89 : 84 i 107 : 101 można osiągnąć odchylenia częstotliwości poszczególnych półtonów nie większe niż 1,2 ‰. Dokładność taka leży daleko poniżej dokładności osiąganej przy pomocy dotychczas stosowanych metod strojenia. Odchylanie to jest 25 razy mniejsze od najmniejszego odchylenia dostrzegalnego przez najbardziej wyczulone ucho. Motorek napędzający cały zespół tarcz zasilany jest z dokładnego generatora kamertonowego, sterowanego kamertonem widełkowym. Częstotliwość kamertonu daje się w pewnych granicach regulować przy pomocy ciężarów na ramionach widełek. Częstotliwość tę dobiera się w zależności od przyjętych częstotliwości podstawowych tonu A. Zwykle przyjmuje się A = 440 c/s. Częstotliwości tej odpowiada częstotliwość drgań kamertonu 55 c/s. Za każdą z tarcz umieszczona jest neonowa lampa stroboskopowa. Lampki te załączone są na wyjście wzmacniacza sterowanego mikrofonem krystalicznym. Dają one światło błyskowe o częstotliwości równej częstotliwości dźwięku instrumentu muzycznego.

O ile częstotliwość ta jest tak dobrana, że jedna z tarcz w ciągu jednego okresu zdąży się



Rys. 2

obrócić o jeden wycinek, któregoś z pierścieni, to otrzymamy wrażenie, że prążki stoją w miejscu. O ile częstotliwość ta będzie nieco wyższa, otrzymamy wrażenie cofania się prążków, o ile będzie niższa będzie się nam wydawać, że prążki posuwają się w kierunku obrotu tarczy. Dla dokładnego dostrojenia danego tonu instrumentu wystarczy tak wyregulować organa dostrojcze, aby otrzymać wrażenie stojących prążków.

Wycinki poszczególnych tarcz widoczne są w okienkach, z których każde oznaczone jest znakiem odpowiedniego tonu, tak że strojenie przy pomocy tego urządzenia staje się czynnością prostą i nie wymagającą specjalnych kwalifikacji.

Odpowiedzi Redakcji

Ob. Lankosz M., Zagórze. Jeśli radiostacje średniofalowe skupiły się na połowie zakresu (nie pisze p. której), to uszkodzony jest bez wątpienia obwód oscylatora, a w nim najprawdopodobniej padding. Ponieważ wymiana jego nie dała rezultatu, trzeba sprawdzić cewkę, trimmer oraz przełącznik falowy. Pomocne tu będzie sprawdzenie częstotliwości drgań oscylatora, co można stwierdzić posługując się innym odbiornikiem. Częstotliwość ta powinna być równa częstotliwości nastawionej na skali plus 468 kc/s, w zakresie średniofalowym 500 — 1500 kc/s, ale i to da pewne wskazówki. Jeśli zmieniona częstotliwość wypadnie zbyt wysoka, to defekt może leżeć w cewce lub w paddingu (stracił część pojemności), jeśli zbyt niska, to może padding jest zwarty?

Ob. Zaniewski W., Warszawa. W sprawach telefonów lub domofonów nie jesteśmy kompetentni, prosimy zwrócić się do „Telekomu" (ul. Nowogrodzka). Wydaje się nam że instalacja łącząca dwa sąsiednie mieszkania jest prywatną, ale mogą być pewne przepisy, np. bezpieczeństwa. Na przekazywanie audycji radiowych do głośnika umieszczonego w sąsiednim mieszkaniu potrzebne jest zezwolenie radiofoniczne, co jak ob. pisze jest spełnione.

Ob. Maciałek St., Warszawa. Charakterystyki ani żadnych danych lampy „Klangfilm" KL 75401 nie posiadamy.

Inż. O. Czeczott, Włochy. Dziękujemy za uwagi dot. włoskiego odbiornika popularnego. Uznajemy błąd nasz w omówieniu roli obwodu strojonego w antenie, ale nie uważamy za celowe wracać do tej sprawy. Błąd ten wynikł z braków w dostarczonym opisie, zaś szczegółowe a spóźnione wyjaśnienia byłyby w sprzeczności z ogólnym raczej charakterem naszych notatek. Prosimy o dalszą współpracę.

Ob. Staszczak Zd., Lublin. Opis działania i sposobów produkcji prostowników selenowych i kuprytowych niebawem zamieścimy. Proszę jednak nie liczyć na podanie recepty wykonywania ich domowym sposobem: jest to dość trudna produkcja nawet dla specjalnej wytwórni rozporządzającej wielkimi środkami, a przede wszystkim laboratorium i fachowcami.

Ob. Kallas St., Chojnice. Na brak kondensatora między uziemieniem a „masą" w odbiorniku konkursowym zwróciło uwagę szereg biorących udział, co dało jeszcze jeden sprawdzian ich znajomości rzeczy. Przy układaniu schematu konkursowego Redakcja doszła do wniosku, że pokazanie tego elementu jak również kondensatora antenowego (równie niezbędnego w praktyce) „rozbroiłoby" w dużej mierze i ułatwiło zbytnio zagadkę. Nie martwmy się więc tym małym niedociągnięciem — najwięcej bowiem uczymy się na błędach i brakach.

KUPON Nr 40

na odpowiedź w »Radio«

Nazwisko ....

Adres ....

....

Nowe wydawnictwo

Słownik telekomunikacyjny angielsko-polski. Państwowy Instytut Telekomunikacyjny. Cena 11,70 zł.

Technika, zwłaszcza jej szybko rozwijające się dziedziny jak właśnie na przykład telekomunikacja, a wśród niej radioelektryczność, tworzy z konieczności wiele nowych słów, terminów. Terminy te są w pewnej, może nawet dużej mierze, zaczerpnięte z dotychczasowych zasobów języka, częściowo jednak są zupełnymi neologizmami. Nawet jednak przy korzystaniu z istniejących wyrazów, nadaje im się zupełnie nowe, specyficzne znaczenie, ściśle związane z danym przedmiotem, a ten z określoną gałęzią techniki. A te same nawet terminy zupełnie co innego znaczą np. w elektrotechnice, a co innego w mechanice czy w budownictwie.

Aby więc zrozumieć literaturę techniczną w jakimkolwiek obcym języku trzeba tę terminologię poznać. Czasem wystarczy orientacja i domyślność, najlepiej jednak mieć źródło, z którego można się dowiedzieć znaczenia określeń, jakich z podanych wyżej względów, nie ma i nie może być w słowniku ogólnym. Takim źródłem terminologii w interesującym nas dziale jest wydany ostatnio słownik telekomunikacyjny angielsko-polski. Jest on dobrze ułożony i zawiera terminy spotykane w literaturze fachowej, tak że użycie jego ułatwi czytanie i zaoszczędzi czasu w pierwszym trudnym okresie.

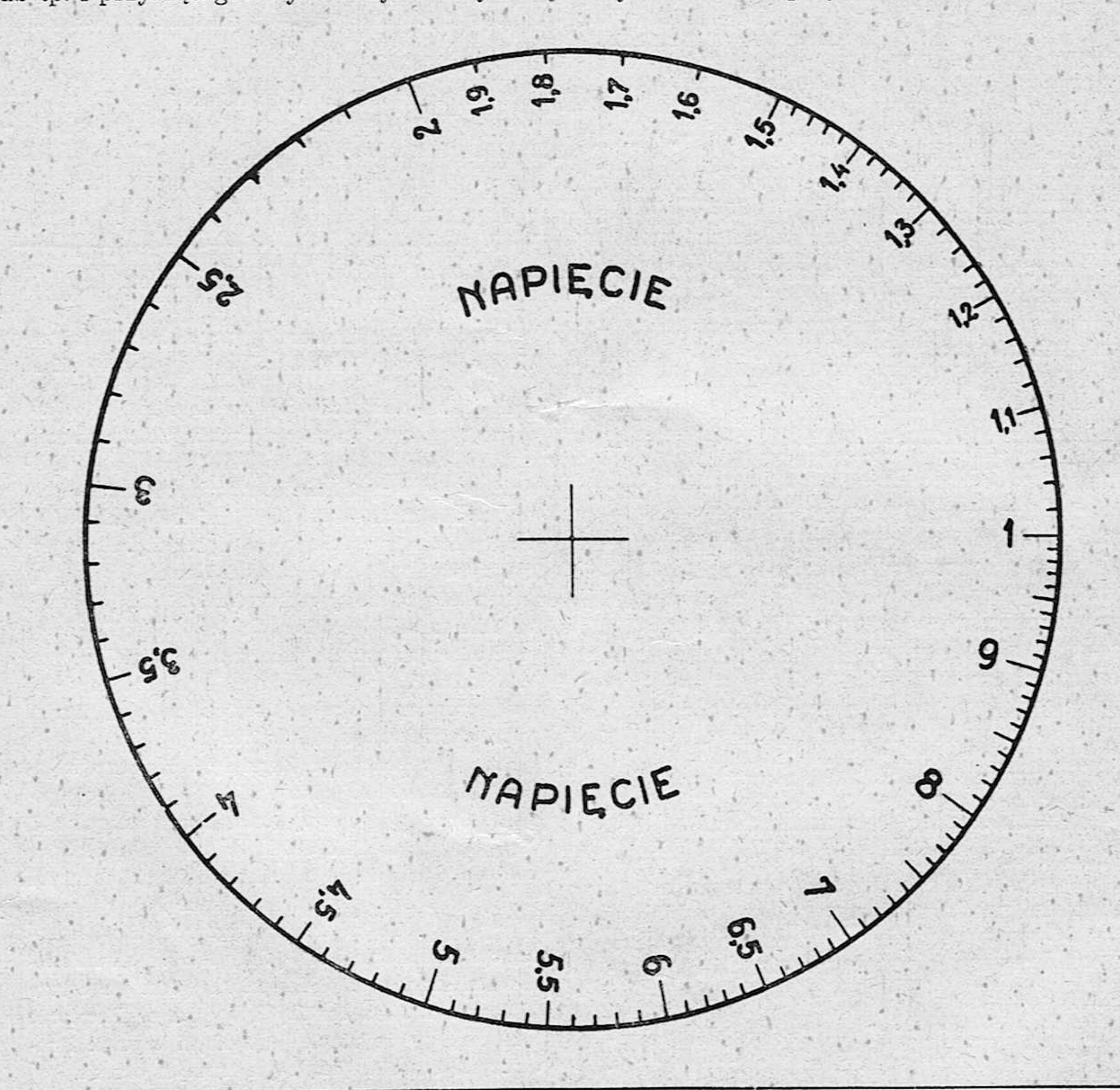
Mamy nadzieję, że Państwowy Instytut Telekomunikacyjny nie poprzestanie na tej jednej pozycji wydawnictw słownikowych.

Najbardziej obecnie potrzebny jest słownik telekomunikacyjny rosyjsko-polski, którego ukazania wszyscy oczekują.

Nomogram Nr 37

Decybele

W Nr 4 i 5 —19 50 r. podaliśmy tabele, z których można było obliczyć liczbę decybeli dla każdego stosunku napięć i odwrotnie. Jest to operacja b. łatwa, ale obecnie drukujemy dwie tarcze, przy pomocy których można to zrobić jeszcze łatwiej, wręcz automatycznie. Wycinamy mianowicie kwadrat z ostatniej strony oraz kółko z przedostatniej strony okładki. Wycięte kółko naklejamy na karton, zbijamy elementy w środku za pomocą nitu, oczka szewskiego lub tp. i przyrząd gotowy. Nadaje on się w tej formie przede wszystkim do zdejmowania charakterystyk wzmacniaczy, linii itp. zaś używanie jego jest wręcz oczywiste. Napięcie wyjściowe wzmacniacza na 1000 c/s nastawiamy wprost zera skali nieruchomej. Napięcia na innych częstotliwościach wypadają wtedy na wprost odpowiednich decybeli, dodatnich lub ujemnych. Jeśli np. napięcie wyjściowe wzmacniacza liniowego wynosi przy f = 1000 c/s 1,55 V, to przy spadku do 1,0 V odczytujemy — 4 db, zaś przy wzroście do 2,0 V + 2 db.



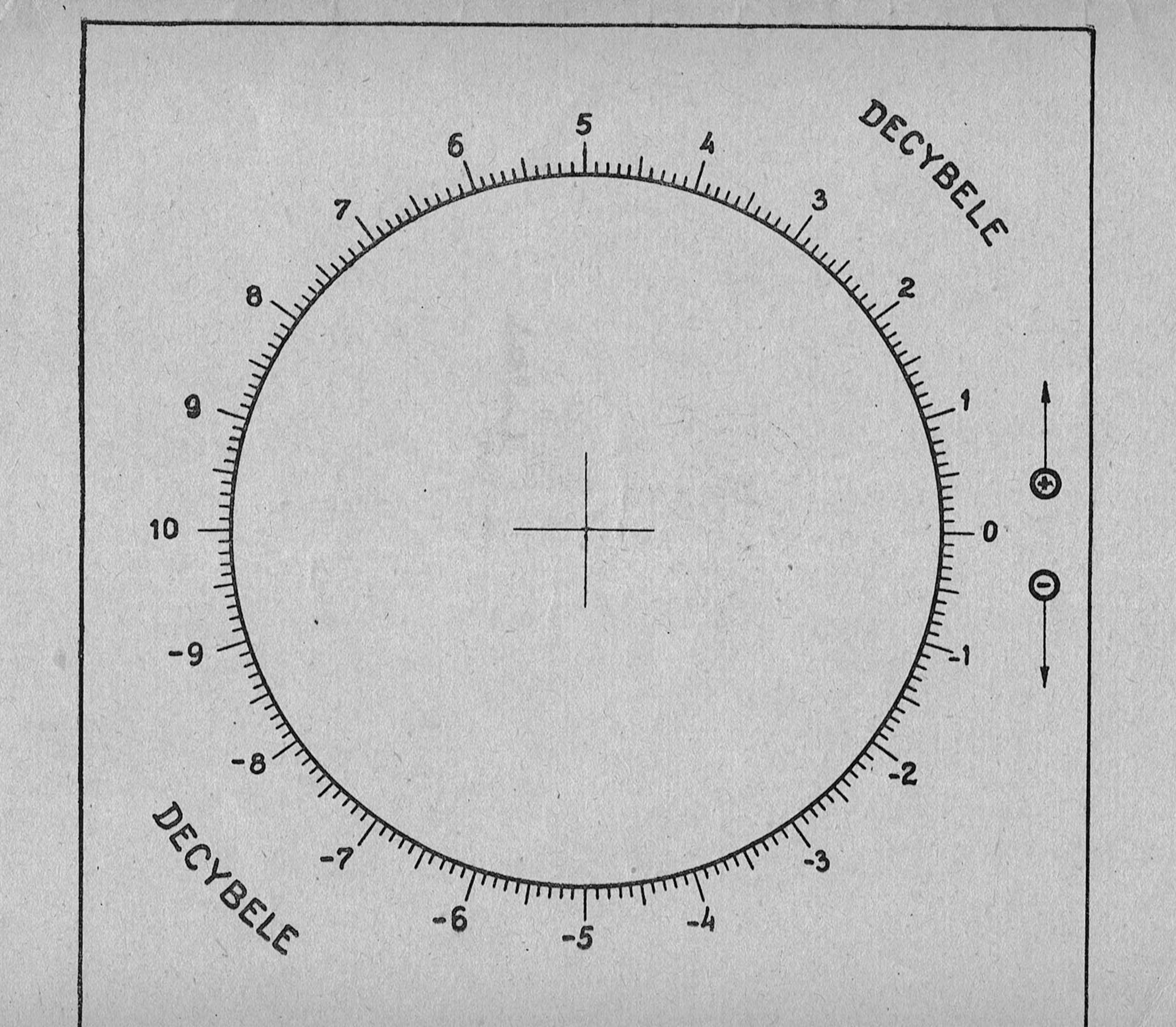
Redaktor naczelny Wacław Wagner. Komitet redakcyjny:
inż. Jerzy Borecki, inż. Mieczysław Flisak, mgr Aleksandra Gradowska, inż. Kazimierz Lewiński

format A-4, objętość 2 arkusze, papier ilustracyjny kl. V 90 gr.

Wydawca: Biuro Wydawnictw Polskiego Radia.

Adres Redakcji: Warszawa, Al. Stalina 21; **Administracji:** Warszawa, Noakowskiego 20

Druk. LSW Nr 2. W-wa, Zam. 1513 z dn. 3.XI.50. Nakład 12.000. B-133704


DECYBELE
5
4
3
2
1
0
-1
-2
-3
-4
-5
-6
-7
-8
-9
10
9
8
7
6
DECYBELE

